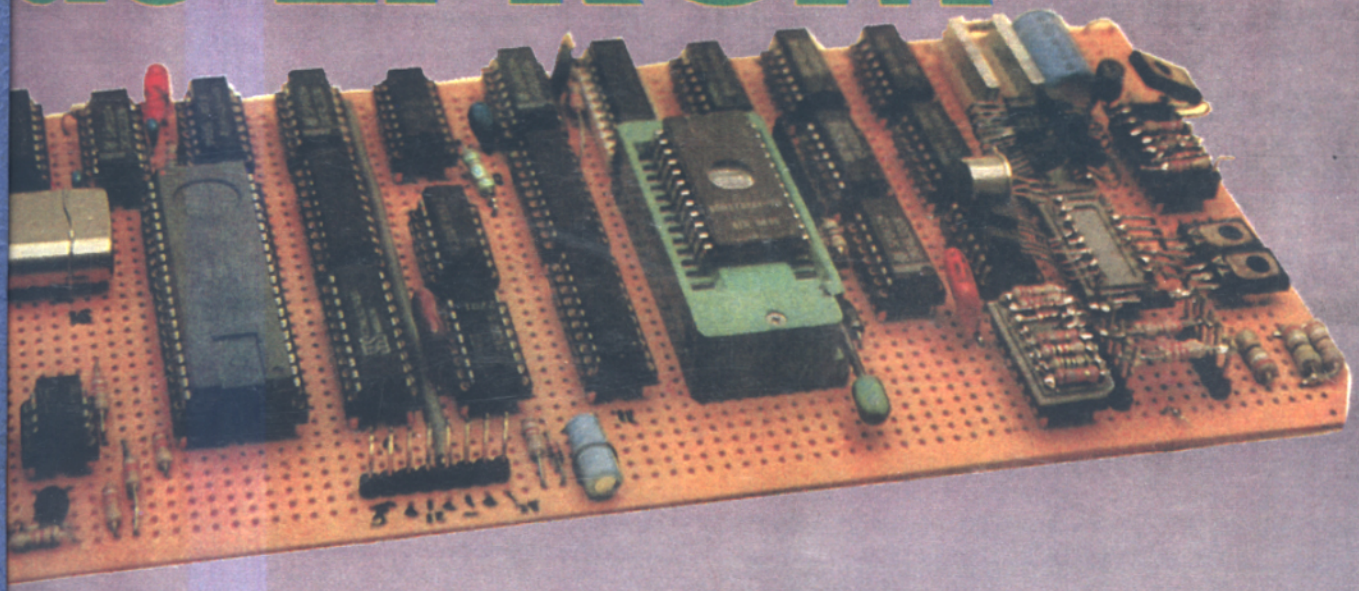
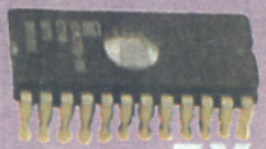
ELECTRONICA

Editorial QUARK
Nº 44
A 42.000
Año 4 1991

GRABADOR de EPROM



DIGITALES
EL 4018
VIDEO
LAPIZ OPTICO
COMUNICACIONES
BOBINA HIBRIDA
RADIOARMADOR
BANDA LATERAL UNICA



TV COLOR
CRISTALES LIQUIDOS

MONTAJES
DISCADOR TELEFONICO AUTOMATICO PARA ALARMAS - DISPLAY GIGANTE - SISTEMA DE PERSECUSION DE AUTOMOVILES

TRANSISTORES	**BC328**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Transistores PNP de audio en encapsulado TO-92 - Philips
Complementario del BC338

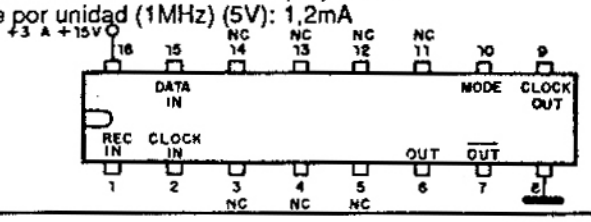
CARACTERISTICAS
Tensión colector/emisor máx.: 30V
Tensión colector/emisor (base abierta): 25V
Corriente de pico de colector: 1000mA
Disipación total: 800mW
Frecuencia de transición: 100MHz
Banda de ganancias (hFE): 100 a 600

INTEGRADO CMOS	**4031**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Si la entrada Mode es llevada al nivel alto, los datos en el terminal REC IN entran en el próximo pulso positivo. Para recirculación, el terminal REC IN debe ser conectado al pin 6 de este registrador o de otros conectados en cascada. Alternativamente, el control MODE puede ser usado para seleccionar una corriente de datos en el pin 1 (Mode positivo) o pin 15 (Mode a tierra).

Frecuencia máxima de clock: (10V) 4MHz
(5V) 2 MHz

Corriente por unidad (1MHz) (5V): 1,2mA



TABLAS	**NUEVOS SIMBOLOS LOGICOS**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Símbolo	Descripción
SRGm	Shift register (m = número de bits)
CTRm	Contador (m = número de bits) longitud del ciclo = 2^m
CTR DIVm	Contador con ciclo de longitud = m
RCTRm	Contador asíncrono (ripple-carry) con ciclo $=2^m$
ROM	Memoria de lectura solamente
RAM	Memoria de acceso aleatorio
FIFO	First-in/First-out - memoria
Φ	Función altamente compleja; "bloques de gray" - símbolos con detalles especiales mostrados según reglas establecidas.

"SABER ELECTRONICA"

Informaciones útiles, características de componentes, tablas, fórmula de gran importancia para el estudiante, el técnico y el hobista. Todos los meses, las fichas de esta colección traerán las informaciones que usted precisa. Debido a su practicidad, permiten la consulta rápida, inmediata, inclusive en el taller, sin dificultad. Recórtelas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartón. ¡Haga como quiera, pero no se pierda ninguna!

Nº 132 - REV. Nº 44

TRANSISTORES	**BC327**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Transistor PNP de audio en encapsulado TO-92 - Philips
Complementario del BC337

CARACTERISTICAS

Tensión colector/emisor máx.: 50V
Tensión colector/emisor (base abierta): 45V
Corriente de pico de colector: 1.000mA
Disipación total: 800mW
Frecuencia de transición: 100MHz
Banda de ganancias (hFE): 100 a 600

Nº 133 - REV. Nº 44

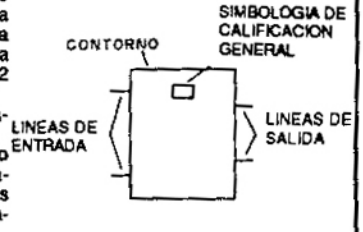
INTEGRADO CMOS	**4031**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Registro de Desplazamiento Estático de 64 etapas (entrada serie/salida serie con recirculación).
Este integrado es un Registro de Desplazamiento Estático completo con la capacidad de recirculación de datos. Su organización es de 64 etapas entrada serie/salida serie.
En la operación normal, los datos pueden ser almacenados y desplazados en la terminal Data in y en la operación Mode es puesto a tierra. Los datos entran en el circuito en la transición positiva de los pulsos de entrada del clock.
Después de 64 pulsos sucesivos, los datos aparecen en la salida en el pin 6 y complementados en el pin 7. La salida puede ser utilizada como una entrada para el registrador siguiente, conectándose en cascada en múltiplos de 64. Los pins 6 y 7 pueden excitar circuitos TTL.

Nº 134 - REV. Nº 44

TABLAS	**NUEVOS SIMBOLOS LOGICOS**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

La International Electrotechnical Commission (IEC) desarrolló un poderoso lenguaje lógico que permite relacionar cada entrada de una lógica digital con la salida correspondiente sin ser necesario mostrar la lógica interna. El sistema fue introducido en forma rudimentaria en los Estados Unidos por el patrón Y32 14-1973 de IEEE/ANSI.
Cada símbolo comprende una combinación de entradas y salidas, como muestra la figura.
Todas las salidas de un simple e indivisible elemento siempre tienen estados lógicos idénticos, determinados por la función del elemento, excepto cuando es indicado en sentido contrario por un símbolo asociado o información en el interior del elemento.



Símbolo	Descripción
a	Puerta o función AND
≥1	Puerta o función OR. El símbolo fue elegido para indicar que por lo menos una entrada activa es necesaria para activar la salida

SABER
ELECTRÓNICA

Editorial QUARK
Nº 44
Año 4
Febrero
1991

SECCIONES FIJAS

Fichas 1
Del editor al lector 4
Noticias y novedades 10
Sección del lector 80

ARTICULO DE TAPA

Grabador de Eprom 5

INFORME ESPECIAL

Autofocus 17

AYUDA AL PRINCIPIANTE

La modulación 22

MONTAJES

Discador telefónico automático para alarmas 29
Diplay gigante 32
Sistema de persecusión de automóviles 36

DIGITALES

EL 4018 39

COMUNICACIONES

Conociendo la bobina híbrida (1ra. parte) 46

TV

Los cristales líquidos (1ra. parte) 51

VIDEO

El lápiz óptico en videograbadores 55

AUDIO

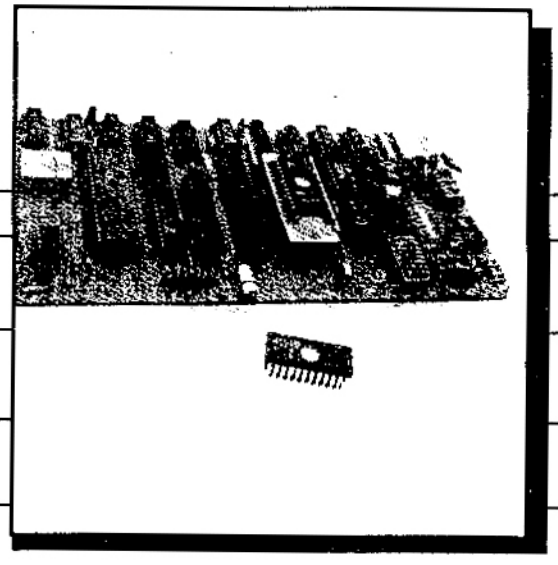
Sistema de sonido con unidad de retardo integrada para eco o reverberancia (conclusión) 60

RADIOARMADOR

Banda Lateral Unica (BLU) 68

CURSOS

Curso básico de televisión - Lección 4 72



Agéndelo!!!

Nueva Dirección

Azcuénaga 24
2º piso, of. 4
(1034) Capital

47-6239

DEL EDITOR AL LECTOR

Bien, amigos de SABER ELECTRONICA, una vez más estamos juntos en las páginas de nuestra publicación predilecta.
Como habíamos prometido, el número de enero fue un suceso total por la alta calidad de sus artículos. Si bien anunciáramos que solamente a partir de marzo podríamos informar sobre el kit de la estación emisora de FM de gran potencia que fue publicada en el número de enero, a pocas horas de salir a la calle la revista SABER ELECTRONICA, ya había lectores telefoneando queriendo más detalles sobre cuándo estaría disponible el kit. Calma, van a haber estaciones de FM para todos. Sólo no cometan infracciones a la ley que eso realmente está penado. Hace algún tiempo recibimos en la editorial la visita de un amigo lector que es radioaficionado y él me comentaba que hay personas de bajo nivel cultural que, en particular en la banda ciudadana, van al aire y dicen malas palabras. Quienes hacen eso realmente son personas sin ningún valor. Lo lindo es que se disfrute el placer de tener una emisora y aprovecharla para hacer cosas útiles a la sociedad no a la suciedad. Estoy seguro de que nuestros lectores sabrán aprovechar con propiedad su estación de FM.
En el momento que ustedes esten leyendo esta nota, ya estaremos trabajando en los proyectos de los meses de abril y mayo que es cuando recomienza el ritmo normal de actividades en el país. Estamos trayendo novedades de gran calibre para que a cada día ustedes encuentren más facilidades para vivir gracias a la electrónica.
Dentro de poco tiempo tendremos una gran novedad para los amantes del video. ¡Aguarden!

Ejercicio
Escuchen a dos personas hablando sobre un tema relacionado con electrónica. Uno de ellos habla poco y cuando habla lo hace con datos claros, sencillos, objetivos. El otro habla de cosas fantásticas y de integrados, chips y miles de cosas como un papagayo y no sabe como funcionan. Usted deduce que:
a) el primero es un lector de SABER ELECTRONICA
b) el segundo es un genio incomprendido por la sociedad
c) el primero habla poco porque conoce poco
d) el segundo habla mucho porque es un especialista en todo

Bien, aprovechen los geniales artículos de este mes y reflexionen sobre lo que está implícito en el ejercicio. El mes que viene nos encontraremos y podré abrir el juego sobre las novedades.
Un abrazo

SABER ELECTRONICA Nº 44 - FEBRERO 1991

Editorial QUARK

Correspondencia:
Azcuénaga 24 - Piso 2 - Of. 4
Capital (1034) TE. 47-6239

SABER ELECTRONICA

Editor Responsable:
Bernardo J. S. Rusquellas

Director Técnico:
Prof. Elio Somaschini

Jefe de Redacción y Publicidad:
Claudio E. Veloso

Asistente de coordinación:
Pablo M. Dodero

Administrador:
A. C. May

COLABORADORES:

Arte y diseño:
Mario a. de Mendoza
Viviana N. Brusotti

Traducción:
Ma. Hilda Quinteros

Fotografía:
Clevelart

Corrección:
Liliana Rocca

DISTRIBUCION CAPITAL:
Mateo Cancellaro e Hijo
Echeverría 2469 - 5º "C" - Cap.

INTERIOR
Distribuidora Bertrán S.A.C.
Santa Magdalena 541 - Cap.

URUGUAY:
Verriel y Martínez - Paraná 750 - Montevideo - R.O.U. - TE. 92-0723 y 90-5155

CHILE
Alfa - Carlos Valdovino 251 - Santiago de Chile 551-6511

SABER ELECTRONICA es una publicación mensual de Editorial QUARK, editora propietaria de los derechos en castellano.

Editor Internacional:
Helio Fittipaldi

Director Técnico Internacional:
Newton C. Braga

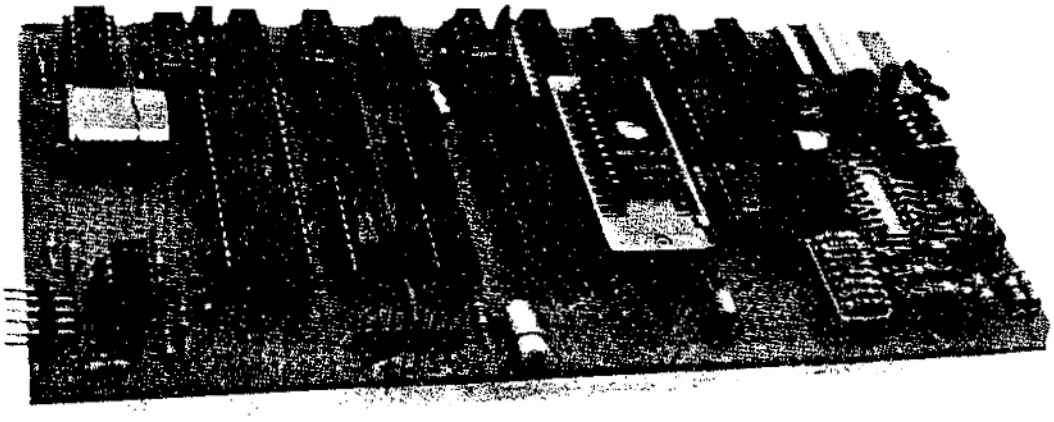
Copyright by Editora Saber Ltda., Brasil
Derecho de Autor: R Nº 1508

Impresión:
Mariano Más ,Buenos Aires, Argentina

La editorial no se responsabiliza por el contenido de las notas firmadas. Todos los productos o marcas que se mencionan son a los efectos de prestar un servicio al lector, y no entrañan responsabilidad de nuestra parte. Está prohibida la reproducción total o parcial del material contenido en esta revista, así como la industrialización y/o comercialización de los aparatos o ideas que aparecen en los mencionados

GRABADOR DE *EPROM*

Primera Parte



¡Un grabador de EPROMs de costo bajo, conectable a cualquier microcomputadora que disponga de una interface serial, y con recursos de los grabadores profesionales! Es lo que proponemos con el circuito cuya descripción iniciamos en esta edición.

Por Arlindo S. Pereira

Los circuitos de grabadores de EPROMs que hemos visto en las publicaciones técnicas normalmente son de tipo manual, o sea, graban los datos que son digitados "byte a byte" en un teclado hexadecimal, o son del tipo copiadores, en que se coloca una matriz (EPROM original) y se obtiene una o más copias. En general permiten que se elija alguno de los tipos más comunes de EPROM's pero no presentan facilidades para adaptarse a nuevos modelos y capacidades.

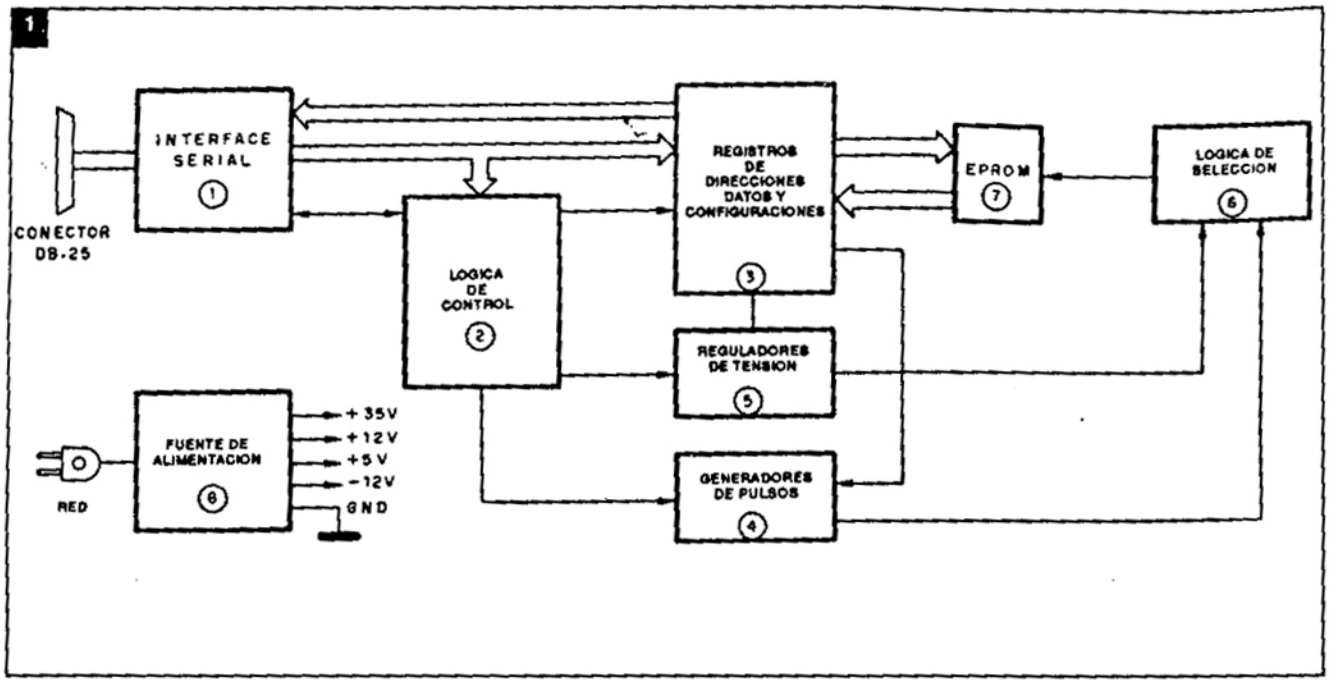
Estos circuitos presentan como principales ventajas la simplicidad de construcción y de uso, aliada a un bajo costo. Son indicados para el desarrollo de rutinas cortas en lenguaje de máquina (o tipo manual) o para la grabación de codificadores y decodificadores para diversos fines, conversión de códigos, por ejemplo, pero se vuelven incómodos si queremos desarrollar largas rutinas o alterar rutinas o tablas que ya existan en EPROM's o incluso en diskette, pues el único medio de entrada para el grabador es el teclado, no disponiéndose de un medio de leer la EPROM's original, alterar el contenido en la memoria y después grabar una copia actualizada, o, por otra, leer un archivo en diskette en un formato patrón (INTEL, HEX, por ejemplo) y grabarlo en una EPROM's.

Existen grabadores de EPROM's en venta que disponen de todos estos recursos (y hasta otros) dividiéndose básicamente en dos categorías:

Los que se conectan a un conector de expansión de una microcomputadora (PC, Apple, MSX, etc.) de donde sale un cable flexible hasta una pequeña caja con uno o más conectores del tipo Textool. El otro tipo se conecta a la interface serie, siendo generalmente de mejor rendimiento, contando con un microprocesador dedicado y con memoria de trabajo bastante grande. Ambos tipos, sin embargo, tienen un inconveniente: el costo de todos, hasta los más simples, es bastante alto, no siendo compatible con el bolsillo de la mayoría de los hobistas y técnicos, aunque hay que reconocer su practicidad y confiabilidad.

Por eso resolvimos desarrollar un proyecto que no sea tan complejo y costoso como un equipo profesional, pero que tenga muchos recursos, utilizando material bastante común. Las características principales del proyecto son:

- Grabación de varios tipos de EPROM's.
- Conmutación automática de disposición de los pins y tensiones de grabación vía software (sin llaves manuales de conmutación).
- Conexión, vía interface serial, a cualquier microcomputador.
- Programa gerenciador en lenguaje de alto nivel (Basic, C, Pascal), posibilitando la creación de nuevas funcionalidades.



- Grabación de la EPROM's a partir de la memoria del micro o directamente de un archivo INTEL HEX.
- Lectura de la EPROM's para la memoria o para un archivo INTEL HEX.
- Posibilidad de edición de los datos en la memoria.
- Permite la grabación parcial de la memoria, proporcionándose las direcciones inicial y final.
- Prueba de apagado.
- Comparación del contenido de la EPROM's con la memoria.
- Verificación de la grabación de cada byte, indicando inmediatamente si hubiera error, la dirección y los datos correspondientes.

Nuestro circuito, cuyo diagrama de bloques vemos en la figura 1 consiste en un "hardware" que cumple las siguientes funciones:

1. Interface de comunicación serie RS-232
2. Lógica de control
3. Registro de direcciones y configuración
4. Temporización de grabación y lectura
5. Reguladores de las tensiones de grabación
6. Lógica de selección del tipo de EPROM's
8. Fuente de alimentación

Pasemos ahora al detalle de cada bloque, consultando los diagramas correspondientes.

Interface de comunicación serie L

Esta interface es implementada en torno de una UART (Universal Asynchronous Receiver Transmiter) del tipo AY-5-1013, que es un C.I. especial para la transmisión y recepción de datos en la forma asíncrona, presentando una característica que es fundamental para nuestro proyecto: su programación es totalmente hecha por "hardware", a través de los pins 35 a 39.

Esto quiere decir que una vez establecida la configuración deseada en estos pins, y proveyendo a los "clocks" de transmisión y recepción, la UART está lista para ejecutar su trabajo, no necesitando de ninguna programación vía software (como ocurre en las USART's y SIOs).

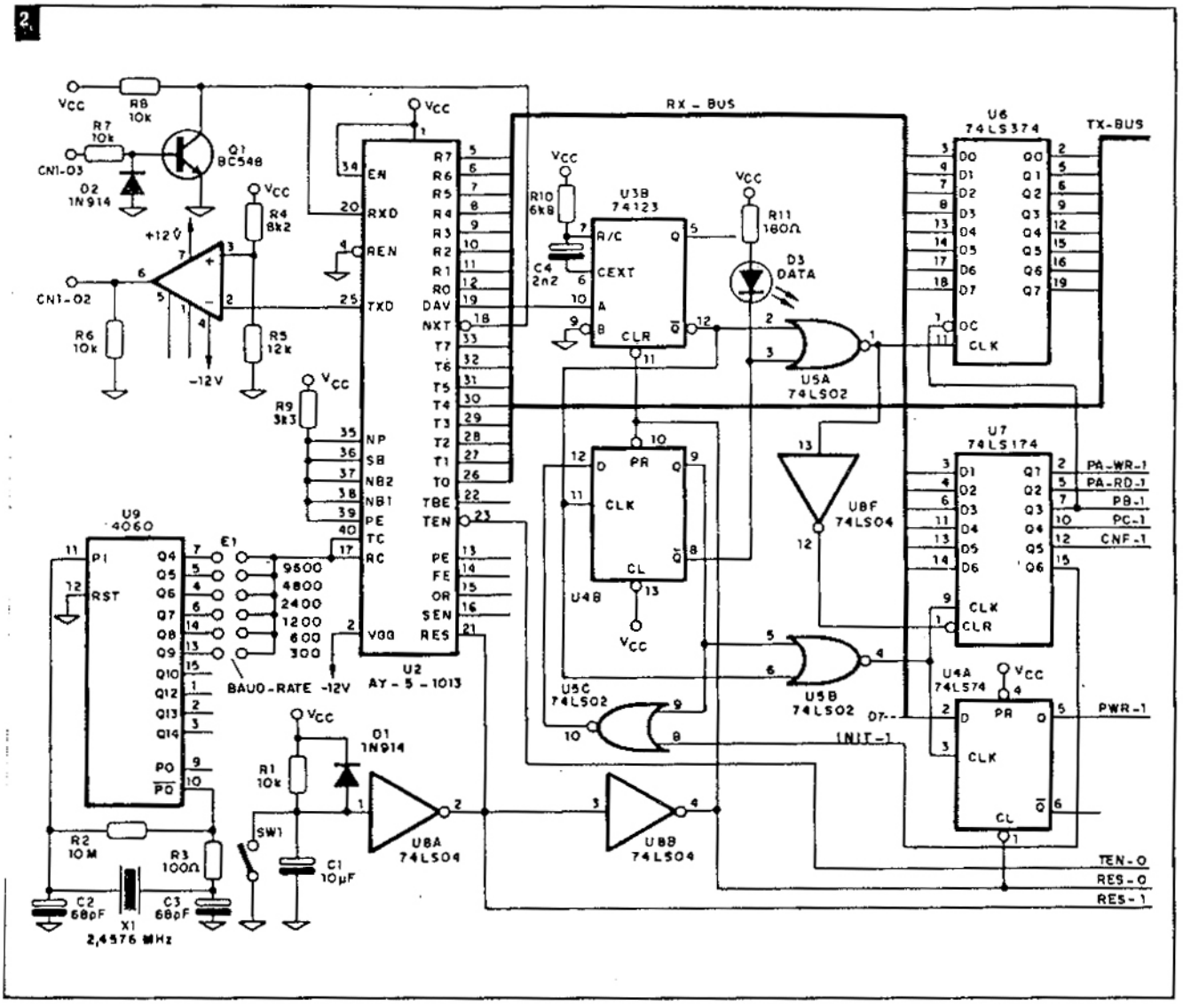
La configuración usada en este circuito, con todo los bits a "1", establece la comunicación en 8 bits sin paridad y 2 bits de parada. Es imprescindible que la interface serie del micro pueda trabajar con 8 bits, debiendo la misma ser configurada idéntica al grabador de EPROM's.

Debido a la gran divulgación que este C. I. ya tuvo en varias publicaciones técnicas no entraremos en detalles de su estructura, limitándonos a describir su comportamiento en el circuito.

El Temporización para la UART, o sea, los "clocks" de transmisión y recepción son provistos por U9, un 4060, que se constituye en un oscilador y divisores, facilitando la obtención de las frecuencias para las diversas velocidades de comunicación. Recordamos que la UART precisa de "clocks" con frecuencias 16 veces mayores que las velocidades de transmisión y de recepción. O sea, si queremos transmitir con una velocidad de 9600 "Bauds", nuestro "clock" deberá tener una frecuencia de 153.600 Hz. Por eso, utilizando un cristal de 2.4576MHz se consiguen las frecuencias de "clocks" adecuadas a las velocidades de 300 a 9600 Bauds, que son las más usadas.

Aunque podamos elegir entre esas velocidades, si la microcomputadora lo permite es siempre más ventajoso mantener la comunicación en 9600 Bauds para que el tiempo de grabación de EPROM's de grandes capacidades no se vuelva muy largo.

En U1, un conocido CI 741, tenemos el adaptador de nivel TTL para RS-232, para



la transmisión, mientras que para la recepción simplemente usamos el transistor Q1, que en esta configuración satisface plenamente.

Las puertas U8A y U8B (74LS04) son usadas para la creación de las señales de inicialización RES-0 y RS-1, siendo este último aplicado a la UART.

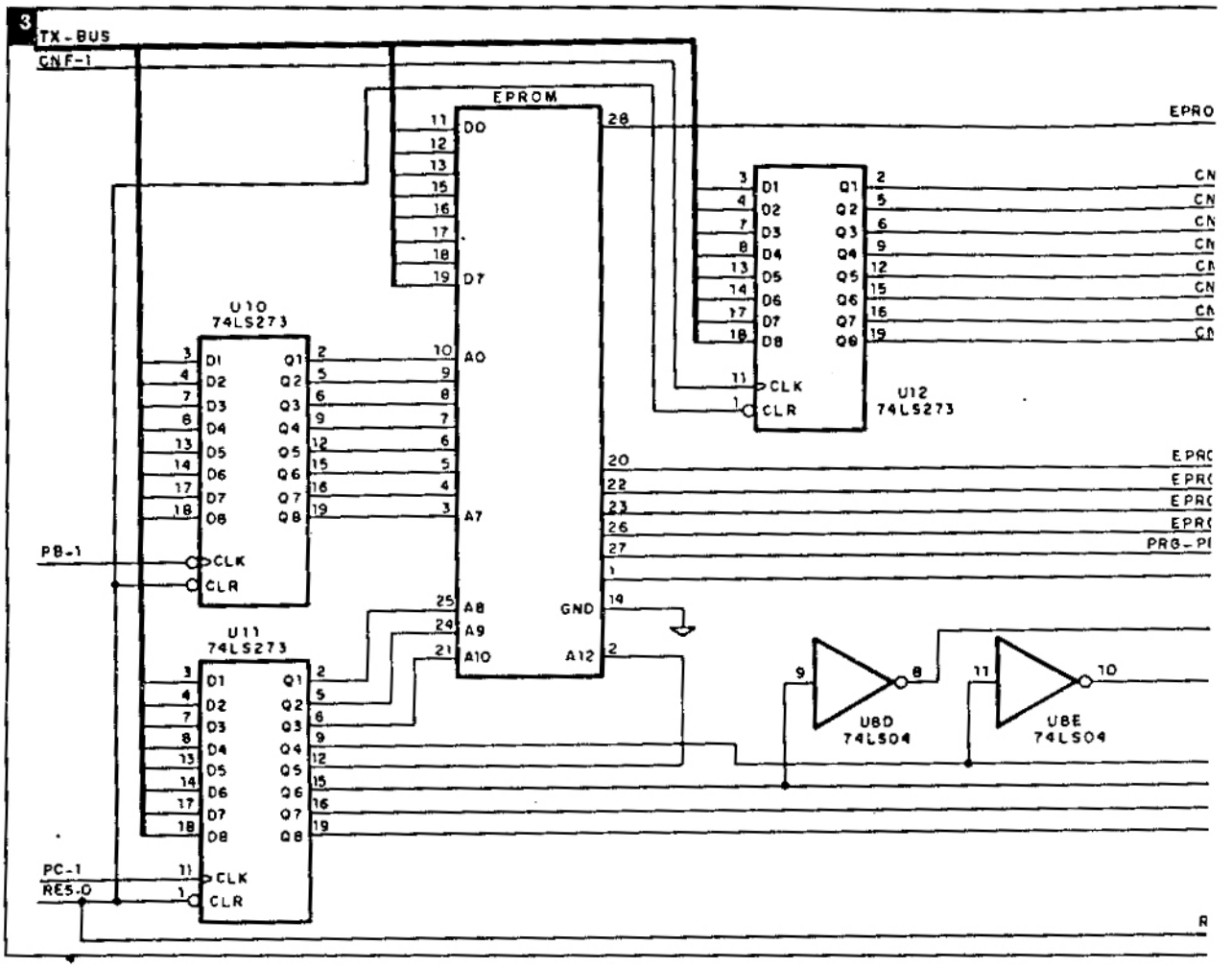
Observe que el reset automático al conectar es creado por R1, C1 y U8A, pero se puede accionar un reset manual por medio de la llave SW1, como vemos en la figura 2.

Lógica de control

Una de las mitades de U3, un doble monoestable 74 LS123, crea un pulso de aproximadamente 5µS que cumple dos finalidades: a través de las puertas NOR U5A y U5B (74LS02), condicionadas por el flipflop U4B(74LS74), se dispararán los latches U6 (74LS374) ó U7 (74LS174), direccionando los datos recibidos a uno u otro latch, de manera que sean entendidos por el circuito como datos (en U6) u órdenes (en U7). La otra finalidad es cambiar el estado del flipflop U4B a cada caracter recibido, alternándose la colocación de estos caracteres en U6 y U7. Este mecanismo tiene por objetivo indicar al circuito cuál es el destino de los datos recibidos, direccionándolos a los registros de datos para grabación, las direcciones bajas, las direcciones altas o la configuración de la EPROM's.

El latch U6 sirve solamente para el registro temporario de los datos, aguardando que, en el byte siguiente, a través del registro de orden (U7) sean transferidos para el destino final.

Para que este mecanismo funcione correctamente es necesario que el programa gerenciador del micro (veremos esto en la 3ª parte de este artículo) y el grabador de EPROM's estén siempre en sincronismo, o sea, que el micro sepa cuándo debe mandar un dato o un comando. Este sincronismo puede conseguirse en cualquier momento enviando dos caracteres consecutivos con el código 20H seguido de



un caracter 00.

Con esta secuencia el circuito estará preparado para recibir un dato, independiente de cual sea la condición inicial.

La llave del circuito de sincronización es la compuerta U5C, conectada entre la salida Q y la entrada D del flipflop. Al recibir un nivel alto en el pin 8, proveniente del latch de configuración, esta compuerta inhibe la alteración de estado del flipflop, mateniéndolo en la condición de "reset", de manera de continuar esperando una orden. Con la llegada de una orden nula el flipflop cambia y el circuito queda en la espera de un dato. Observe que la señal RES-0 también pone el circuito en la misma condición.

Para facilitar el acompañamiento del funcionamiento del grabador se colocó un LED (D3) que, cuando está encendido, indica condición de recepción de datos.

El inversor U8F tiene por función limpiar el registro de comando al ser recibido un nuevo dato, evitando conflictos en el bus de datos de transmisión (TX-BUS).

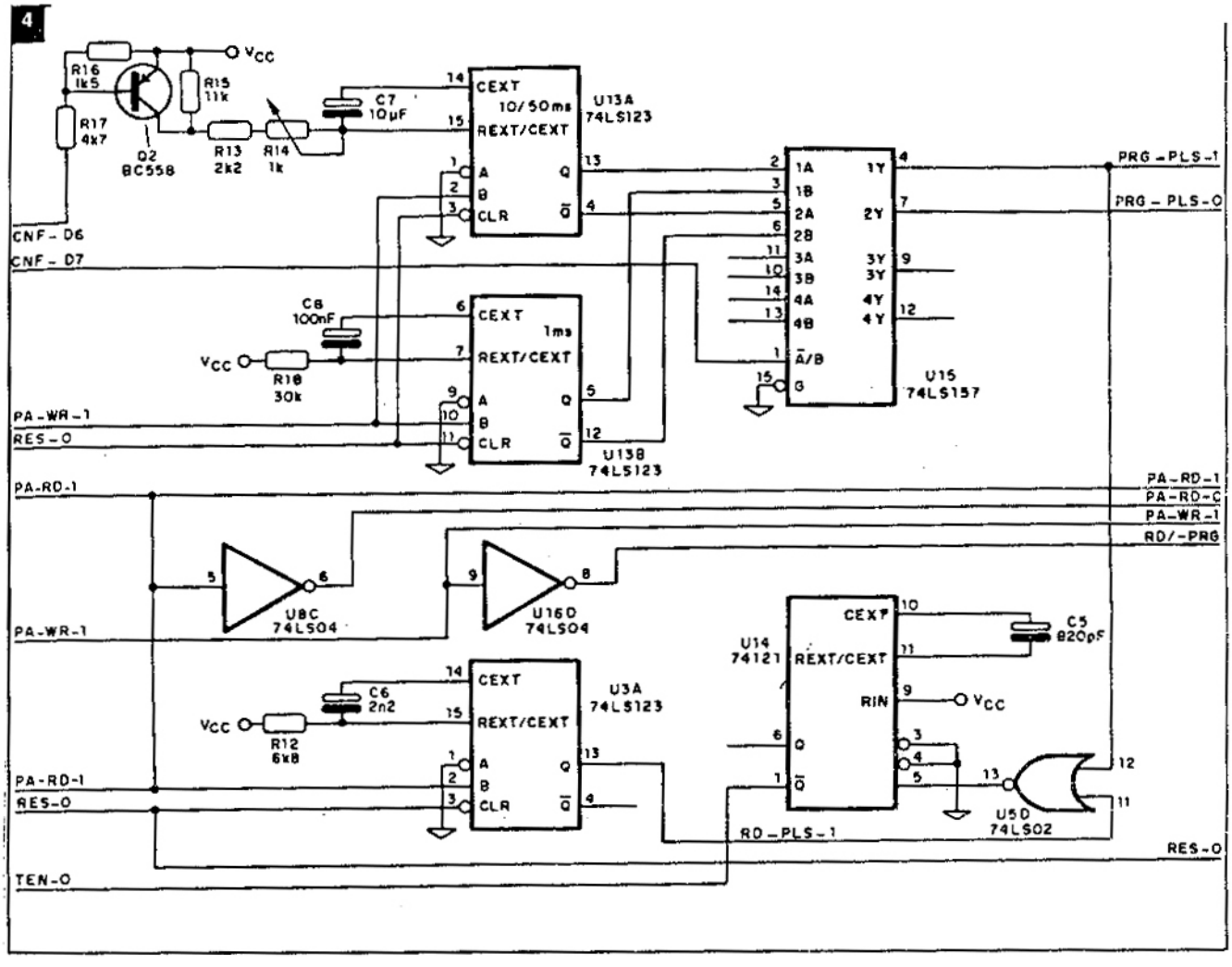
El latch de comando U7 entrega seis señales activas en el nivel alto, a saber:

- PA-WR-1 - habilita la grabación de la EPROM's
- PA-RD-1 - habilita la lectura de la EPROM's
- PB-1 - transfiere el dato de U6 para el registro de dirección baja
- PC-1 - transfiere el dato de U6 para el registro de dirección alta
- CNF-1 - transfiere el dato de U6 para el registro de configuración
- INIT-1 - a través de U5C sincroniza la recepción

El flipflop U4A funciona como una extensión del registro de comandos, para memorizar la señal PWR-1 que controla la alimentación de la EPROM's.

Registro de direcciones y configuración

Los latches U10 y U11 (74LS273) cenan respectivamente la parte ba parte alta de la dirección de la EPI tanto en grabación como en lectura. latchs son puestos a cero por la RES-0 y gatillados por las señale (para U10) y PC-1 (para U11). Las de U10 (A0-A7) son conectadas d mente al zócalo de la EPROM's, a que de las salidas de U11 solame tres primeras (A8, A9 y A10) son co das al mismo zócalo, siendo que la as restantes (A11-A15) van para la de selección. Las Líneas A11 y A3 vertidas por U8E y U8D, creando la les complementarias -A11 y -A13.



El latch U12 (74LS273) gatillado por la señal CNF-1 almacena la configuración de la EPROM's. Esta configuración consiste en un byte, codificado por el programa de acuerdo con el tipo de la EPROM's, cuyos bits son entregados a la lógica de selección, como vemos en la figura 3.

Temporización de grabación y lectura

Como podemos observar en la figura 4, al recibir la señal PA-RD-1 el monoestable U3A genera un pulso de aproximadamente 5µS (RD-PLS-1) para dar tiempo a la EPROM's de estabilizar el dato en la barra de transmisión (TX-BUS). Al final de este pulso, a través de U5D se dispara el monoestable U14 (74121) que genera el pulso TEN-0. Este pulso activa la parte de transmisión de la UART, enviando el dato recién leído. El monoestable U14 es también disparado por el descenso de la señal PRG-PLS-1, que es uno de los pulsos de grabación. Se activa así también la transmisión de la UART, "deslizando" el dato enviado hacia la grabación y señalización el fin del pulso de grabación.

Con este recurso el micro puede monitorizar el pulso de grabación y verificar la integridad de la comunicación.

Las señales PA-RD-1 y PA-WR-1 son también invertidas por U8C y U16D, entregando las señales PA-RD-0 y RD/-PRG.

Los monoestables U13A y U13B (74LS123), disparados por la señal PA-WR-1 generan los pulsos de grabación. El primero tiene la duración del pulso condicionada por la señal CNF-D6, de tal forma que cuando esta señal está baja (nivel cero), el pulso generado por U13A será de 10mS y estando CNF-D6 alto el pulso tendrá la duración de 50mS.

El monoestable U13B es ajustado para generar pulsos de ImS. La elección del pulso que se aplicará a la EPROM se hace por U15 (74LS157), conforme el estado de la señal CNF-D7. Estando esta señal baja selecciona las salidas de U13A, de lo contrario se selecciona las salidas de U13B.

Las señales seleccionadas son simétricas (PRG-PLS-0 y PRG-PLS-1) siendo entregadas a la lógica de selección.

Lógica y selección

Esta es la parte más compleja del grabador de EPROMs y se verá en la continuación de este artículo, en el próximo número. ✪

AUTOFOCUS

Las modernas cámaras de video y máquinas fotográficas están dotadas de un sistema de foco automático. Este sistema permite que las lentes se ajusten según la distancia a que está el objeto en el visor, proporcionando así una imagen siempre nítida. Cómo funciona este sistema es el tema de este artículo.

Por Newton C. Braga

Diversos modelos de máquinas fotográficas y también de cámaras de video están dotados de un dispositivo llamado "foco automático".

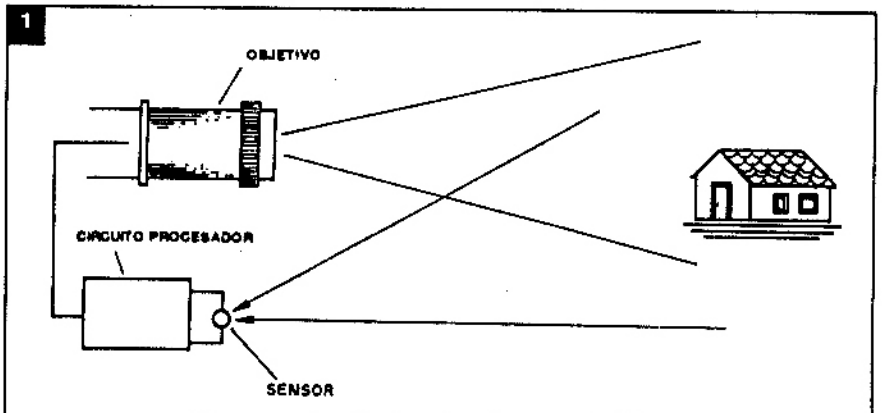
Este dispositivo "capta" la distancia a la que está ubicado el objeto y ajusta automáticamente la lente de la máquina o cámara de modo de obtener un enfoque nítido sin la intervención del operador, como muestra la figura 1.

Lo que ocurre con una cámara sin este ajuste es que el operador precisa mover las lentes hacia adelante o hacia atrás a través de un sistema de engranajes, de modo que la imagen, según la distancia a que se encuentra caiga en el foco de la lente y así se logre una reproducción nítida, como muestra la figura 2.

No es posible fijar las posiciones de la lente para obtener una imagen nítida bajo cualquier condición, pues cuando obtenemos el punto ideal para una imagen próxima, este mismo punto no sirve para imágenes distantes.

Las máquinas fotográficas comunes están dotadas de una regulación para 3 ó 4 distancias que generalmente comienzan en algunos centímetros y van hasta el infinito, como muestra la figura 3.

Evidentemente, la tendencia moderna es automatizar todo tanto en cámaras fotográficas como en video, de modo que el ajuste de foco, bastante incómodo, principalmente cuando se tiene necesidad de registrar una imagen rápidamente, no podría escapar a esta tendencia.



El procesador ajusta automáticamente el foco.

¿Cómo podemos usar la electrónica para ayudar automáticamente a enfocar una cámara?

La disponibilidad de circuitos electrónicos compactos y bastante sofisticados permite que este recurso ya esté presente en muchos equipos comerciales. Básicamente existen dos tipos de ajuste de foco automático, ambos basados en la medida de la distancia en que se encuentra el objeto.

a) Sistema ultrasónico

Este sistema es usado en la cámara Polaroid SX-70 y se basa en el mismo principio según el cual se orientan los murciélagos y los delfines: la emisión de una señal ultrasónica y su recepción. Con la estimación del tiempo que la señal tarda en ir y volver hasta el obstáculo se puede tener una idea de su distancia.

Para una distancia de 3 metros, por ejemplo, la señal ultrasónica lleva aproximadamente 18 milisegundos para ir y volver. Suponiendo que el circuito pueda detectar el eco con una precisión de 20 microsegundos eso significa que el error aproximado en el ajuste de foco será de sólo 4 mm, lo que es excelente en este caso, no significando pérdida visible de foco en la foto obtenida.

Como muestra la figura 4 la cámara está dotada de un emisor de ultrasonidos que es accionado cuando se ajusta la máquina para obtener una foto. La señal se

refleja en el objeto a fotografiar y es recibida por un sensor muy sensible conectado a un pequeño procesador.

El procesador "mide" entonces el tiempo que tarda la señal para ir y volver hasta la cámara determinando así la distancia del objeto a ser fotografiado. En función de este dato, el mismo envía una señal a un servomotor que ajusta automáticamente el foco de la lente para la distancia en cuestión.

Cuando la máquina está lista para tomar la foto, lo que no demora más que algunos segundos, se da un aviso al operador.

b) Sistema optar

Optar es la abreviatura de Optical Automatic Ranging, un dispositivo desarrollado por Kualmaun basado en sistemas antiguos utilizados algunos desde 1860.

Si tuviéramos, por ejemplo, una lente convergente, como muestra la figura 5, y la utilizamos para captar la imagen de un objeto brillante como por ejemplo el sol o una lámpara (imagen no puntual) veremos que el tamaño de la imagen proyectada en una pantalla depende de la distancia que separa los dos: lente y pantalla.

Así, cuanto más lejos esté la lente, mayor será la imagen y menor la luminosidad producida. El máximo de luminosidad de la imagen y menor tamaño se obtendrá cuando la distancia de la pantalla a la lente sea igual a la distancia focal.

A partir de allí, aproximándose más la lente, nuevamente tendremos la disminución de la luminosidad y aumento del tamaño de la imagen. Podemos usar este hecho para detectar el punto ideal de ajuste de foco de una lente, colocando en el plano focal de la lente un sensor, conectado a un circuito que accione un servomotor, como muestra la figura 6.

Con la presencia de luz, este circuito ajustará automáticamente la posición de la lente para un punto de máximo en que se obtiene la imagen más nítida.

Vea que este razonamiento no vale sólo para un objeto luminoso extenso como una lámpara o el sol.

Cualquier imagen refleja luz, y su intensidad en una pantalla también dependerá de su distancia en relación a la lente.

Resumiendo, este dispositivo consigue ajustar el foco de una cámara por el simple movimiento de la lente hasta obtener el máximo de luz.

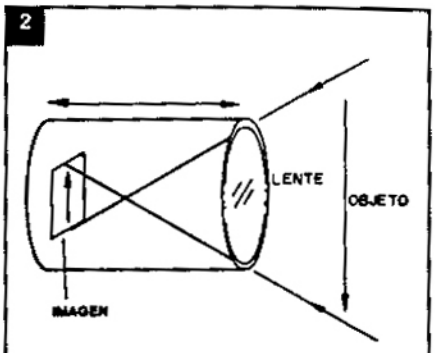
Una de las desventajas de este sistema está en el hecho de que normalmente las imágenes enfocadas pueden tener una gama de intensidades luminosas muy grande, lo que exige un circuito bastant ble respecto a la sensibilidad.

Hay sistemas diferentes que pe superar este problema.

c) Sistema Auto-Focus de la Canon

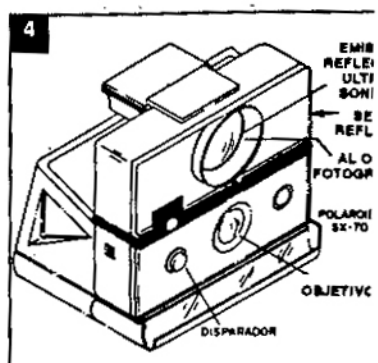
Un primer intento de obtener ur de foco automático un poco mejor f

2



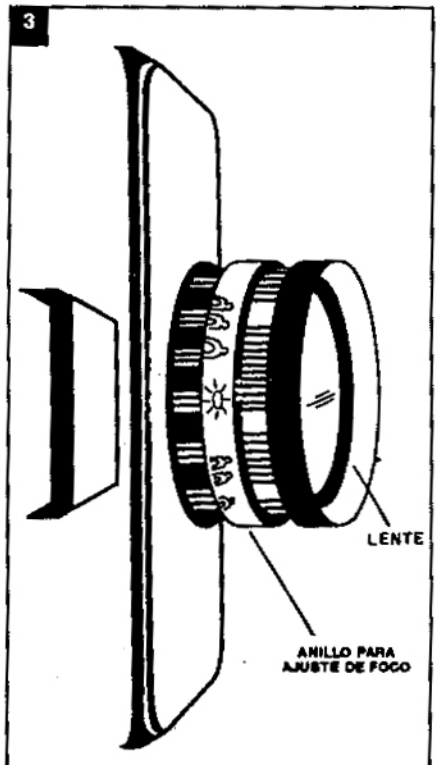
La proyección de la imagen depende de la posición de la lente.

4



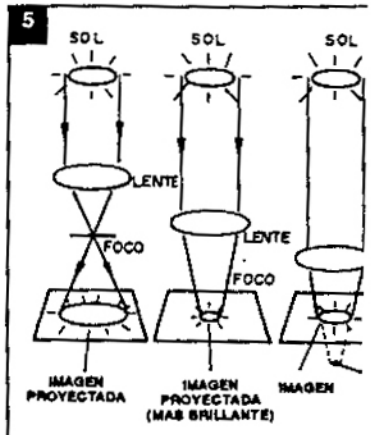
Máquina con foco automático p ultrasonido.

3



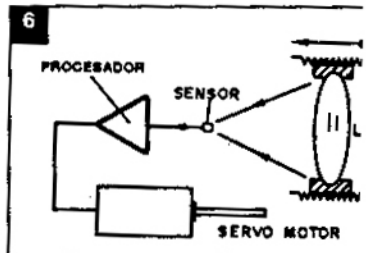
Ajuste manual de foco de una máquina fotográfica común.

5

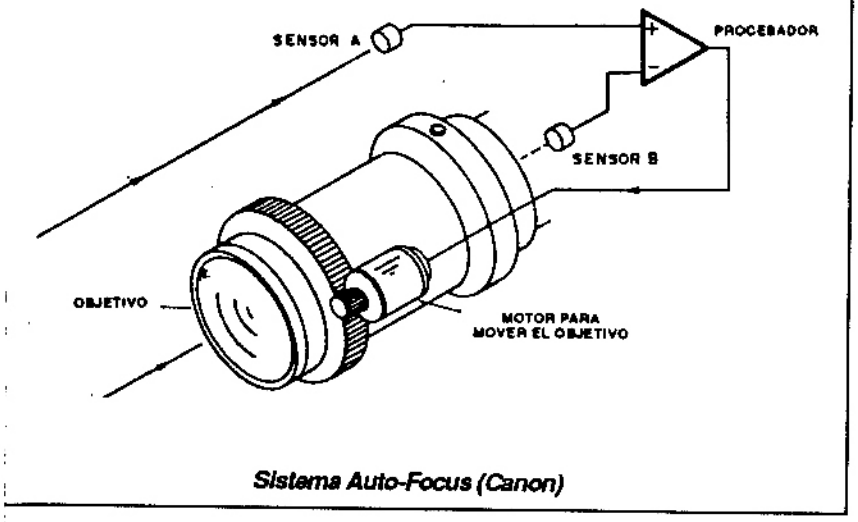


Dependencia de la imagen e relación a la posición de la len

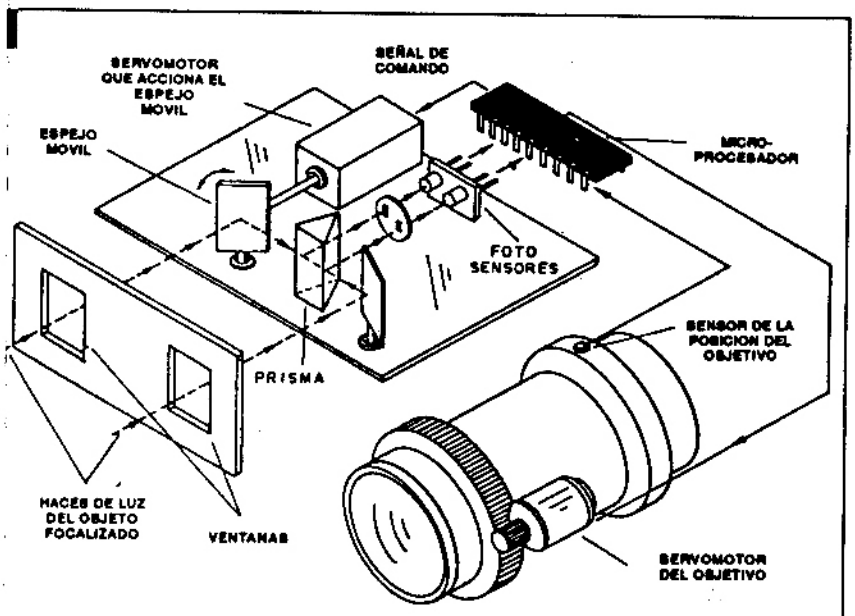
6



Ajuste automático con sens en el foco de la lente.



Sistema Auto-Focus (Canon)



Sistema visitronic.

ıtado en 1963 por Canon, pero incluso e sistema, por tener todavía deficien- s, nunca fue comercializado.

En este sistema, como muestra la figu- 7 tenemos dos células de sulfuro de cad- ɔ (Cds) o LDRs que recibían la luz del ɛto enfocado por dos caminos diferen- .

Una recibía la luz directamente a par- de una abertura en la máquina, sir- ndo de referencia. La otra recibía luz a vés de la lente de la máquina, que de- ía ser ajustada.

Con la imagen fuera de foco, las intensidades de luz incidentes en las dos células eran diferentes, habiendo así una señal diferencial que sería para accionar un servomotor. El servomotor movía la lente en el sentido de obtener dos señales con la misma intensidad, cuando la salida diferencial sería nula y el ajuste estaría completo. Uno de los mayores defectos del sistema, y que impidió su comercialización residía en el hecho de que el ajuste dependía de la existencia de contrastes en la imagen focalizada. Una imagen sin contraste nunca podría ser neutralizada con el movimiento de la lente, obteniéndose así el nulo para la detención del servomotor.

Un sistema mejor y que se utiliza actualmente en muchas cámaras es el que hace uso de un telémetro.

d) Sistema Telemétrico

Este sistema, bastante más eficiente, fue utilizado con éxito en diversos tipos de cámaras a partir de 1972, como por ejemplo Sankyo, Canon, Elmo, Pentax, Zoon, Konica, etc.

Veamos cómo funcina tomando como base la figura 8.

Como podemos ver, existen dos espejos que captan la luz proveniente del objeto enfocado, según trayectorias diferentes, reflejándola sobre un prisma que, a partir de una nueva reflexión hace incidir la luz en dos sensores.

Los rayos de luz que vienen del objeto enfocado no son perfectamente paralelos, sino que siguen trayectorias cuyo ángulo depende de la distancia que deben recorrer, como muestra la figura 9.

De esta forma, los ángulos de los espejos que reflejan la luz hacia el prisma deben variar según la distancia del objeto enfocado para que tengamos intensidades de luz iguales.

En la práctica solamente uno de los espejos es movido a partir de un servomotor que está acoplado a un microprocesador.

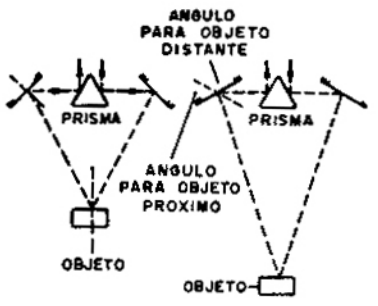
El microprocesador recibe también señal de los fotosensores de modo que, al enfocar un objeto el sistema actúa en el sentido de mover el espejo para que las intensidades de luz en los sensores sean iguales. Al mismo tiempo, el procesador "capta" cuál es el ángulo del espejo en que esto ocurre y en su función ajusta el motor que moverá el objetivo de la máquina.

Cuando el objetivo es ajustado para el foco ideal, se da una señal al operador que entonces puede sacar su foto.

e) Otros sistemas

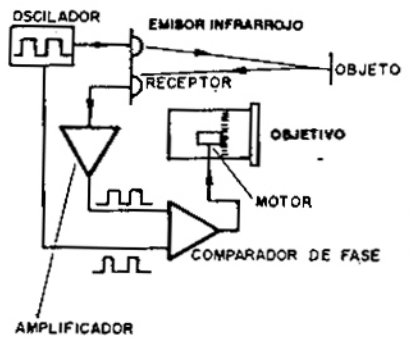
Se pueden encontrar variaciones alrededor de los sistemas descriptos, tanto en

9



Angulos del espejo móvil para diferentes distancias del objeto.

10



Sistema telemétrico de foco automático con infrarrojo.

filmadoras, cámaras de video y máquinas fotográficas. Un ejemplo es una variación bastante sofisticada del sistema ultrasónico que hace uso de radiación infrarroja. En este sistema, la máquina envía un tren de pulsos en dirección al objeto a ser focalizado, recibiendo a través de un sensor la luz reflejada.

Como la señal infrarroja tiene que recorrer una cierta distancia para ir y volver, reflejándose en el objeto enfocado, los pulsos de modulación son desfasados en relación a los producidos por el aparato, como muestra la figura 10.

Un circuito electrónico mide entonces este desfasaje, estableciendo así con precisión la distancia en que se
objeto en que ocurrió la reflex
En función de esta distanc
motor actúa ajustando autor
el foco de la máquina.

Conclusión

La tendencia en las cámar
así como las máquinas fotc
una automatización cada ve
posibilite la obtención de im
vez más perfectas.

Una novedad en este ca
muestra hasta qué punto la e
también a "conquistar" este
una cámara de video lanza
mente en el Japón, en que l
película es sustituida por una
computadora del tamaño de
registra la imagen.

Para "ver" la foto registra
troducir la memoria en una
cial que es acoplada a cualq
común. ✪

LA MODULACION

Hablaremos aquí de un tema de vital importancia: la manera en que las ondas electromagnéticas pueden transportar informaciones, o sea, mensajes, sonidos y hasta imágenes. Explicaremos, entonces, qué es la modulación, y algunas de sus aplicaciones básicas.

Comunicaciones por radio

Todos sabemos, aunque sea solamente por experiencia práctica, de qué modo las ondas de radio pueden "viajar" de una estación transmisora hasta una estación receptora, incluso distancias de miles de kilómetros. La mayoría conoce también de qué modo dos estaciones pueden funcionar en el mismo instante, sin peligro de interferirse una a la otra, por estar en frecuencias diferentes. ¿Pero, de qué modo se puede enviar un mensaje a través de una onda de radio? Una onda de radio tiene una frecuencia mucho mayor que la máxima que podemos oír. Incluso captando y amplificando una onda de radio lo bastante para aplicar la corriente en un parlante, nada oiríamos, como ilustra la figura 2.

La onda en sí nada significa en términos de sonido o información. Para que tengamos un sistema de comunicaciones de radio eficiente, es necesario que la información sea enviada por la onda de radio.

Hay varias maneras de conseguir esto.

a) CW

El primer sistema posible de comunicaciones es el que hace uso de interrupción codificada de la onda.

La onda es continua, o sea, siempre tiene las mismas características (de ahí que el sistema se llame CW = "continuons wave", onda continua) pero es establecida e interrumpida de manera codificada.

Un "manipulador" es entonces conectado de modo de controlar la emisión de la onda, como muestra la figura 3.

Cuando el operador aprieta el manipulador y establece la emisión por un intervalo corto de tiempo tenemos un punto (.); cuando el operador aprieta el manipulador por un intervalo más largo tenemos una raya (-).

Combinando puntos y rayas se puede hacer una codificación, ya usada en los sistemas de telegrafía por cable.

Esta codificación es la que damos a continuación, el conocido "Código Morse".

Código Morse

A .-	T -
B -...	U ..-
C -.-.	V ...-
D -..	W .–
E .	X -..-
F ..-.	Y -.--
G –.	Z –..
H	
I ..	
J .---	1 .----
K -.-	2 ..---
L .-..	3 ...--
M –	4 ....-
N -.	5 .....
O ---	6 -....
P .–.	7 --...
Q --.-	8 ---..
R .-.	9 ----.
S ...	0 -----

La recepción de las señ continua, codificada de este ta algunos problemas que h ver.

Si conectamos a la salid un parlante, cada vez que se señal no oiremos nada más do, pues la onda en sí es de a no transportando sonido alg

Una manera de recibir m ñales, consiste en usar en oscilador u otro dispositiv que produzca una señal au que se capta la señal, o sea, el establecimiento de la ond misor.

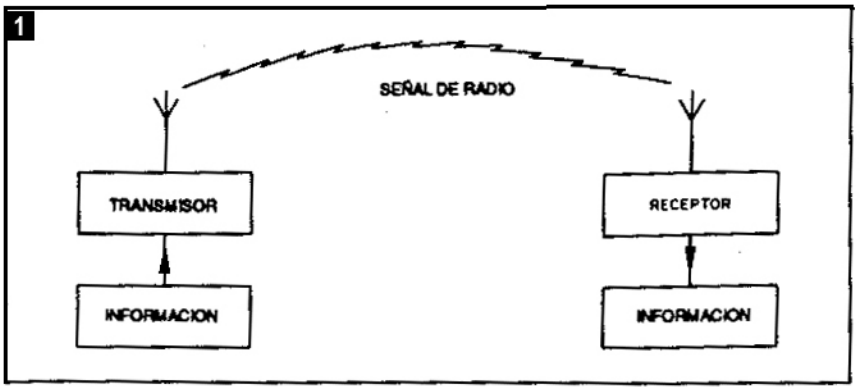
Así, en lugar del "soplo" el parlante, que es difícil d tenemos un sonido audible nuo, como ilustra la figura 4

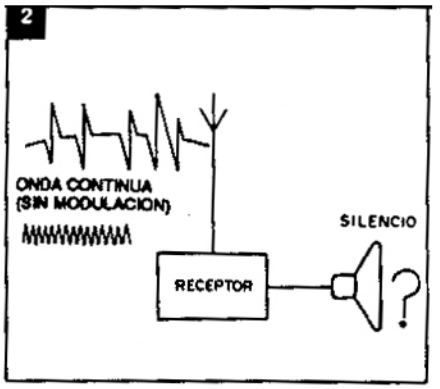
Los receptores de comu seen recursos, inclusive, pa do de la señal sea ajustado p a su gusto.

Las comunicaciones en C tienen la ventaja de poder ir otros tipos de comunicacio remos, pues siendo la ampli constante y siempre máxim afectada por las interferenc

b) Modulación en amp

En lugar de generar la en el receptor, podemos h rente: podemos hacer que la "lleve" esta señal directame





empre con una codificación tipo Morse.

Esto es posible mediante un proceso de modulación en amplitud, que se muestra en la figura 5.

Si conectamos un oscilador de audio a un amplificador de modo de aumentar la amplitud, podemos combinar la señal de audio con la señal de radio, de modo que uno haga variar de intensidad al otro.

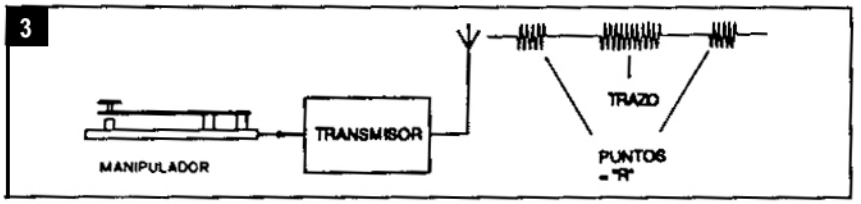
Para ser más claros, la aplicación de la señal de audio hace que la intensidad de la señal de radio varíe en el mismo ritmo o frecuencia. Tenemos entonces una "onda" de radio, pero que sufre variaciones causadas por una frecuencia más baja, justamente la frecuencia de la señal de audio, como ilustra la figura 6.

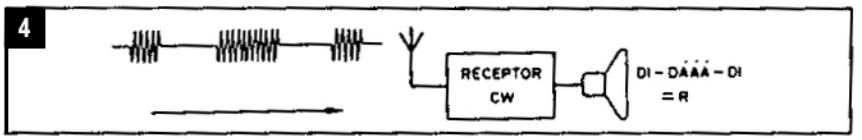
Vea que la amplitud de la señal de radio en este caso, para mayor eficiencia del sistema, varía entre el máximo y el mínimo de cero, lo que significa 100% de modulación.

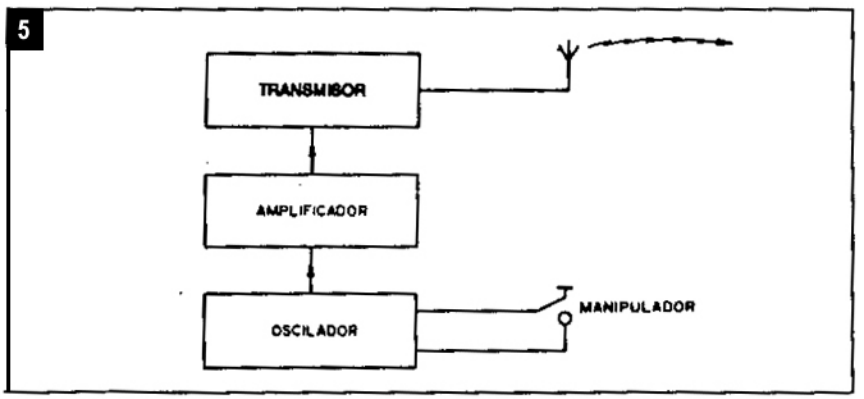
Si la intensidad de la señal de audio aplicada a la señal de radio fuera pequeña, las variaciones no serán de 100%, como muestra la figura 7, y del mismo modo, si la intensidad fuera mucho mayor, tendremos más de 100% lo que se denomina "sobremodulación".

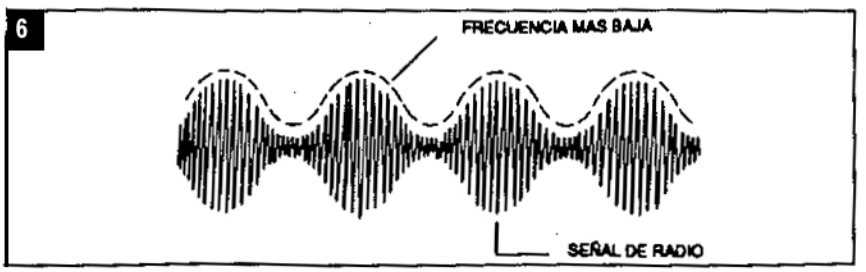
En el primer caso, la señal de radio no será aprovechada totalmente, pues la onda puede llegar muy lejos, pero la señal de audio, por estar "debilitada", no podrá ser percibida. En el segundo caso, ocurren problemas más serios, que son la distorsión de la señal de audio y la producción de señales de radio de frecuencias próximas que pueden ocasionar interferencias en otras estaciones.

Existen otros sistemas de modulación además del AM, e incluso este sistema puede ser usado en la transmisión de sonidos.









La transmisión de los sonidos

La modulación en amplitud (AM) puede también ser usada para transmitir señales diferentes de las codificadas por un manipulador y un oscilador.

Si en lugar del manipulador y del osci-

lador conectamos un micrófono al amplificador que controla la intensidad de la señal de radio transmitida tendremos un efecto diferente.

Al hablar en el micrófono, cada sonido emitido corresponde a una frecuencia, comportándose como si fuera un oscilador conectado por una fracción de segundo. Nuestra voz, así como cualquier sonido, es una combinación de frecuencias que tienen un patrón muy especial, como muestra la figura 9.

La aplicación de este patrón en el transmisor hace que la onda se altere en su amplitud, acompañándolo en la forma.

Esta onda tiene por lo tanto, una "envolvente" o contorno, que es un retrato fiel de la señal que recibe el micrófono, o sea, de la voz humana, del sonido de un instrumento o de una orquesta.

Para que esta señal pueda convertirse en sonido nuevamente en el receptor, existe un circuito especial.

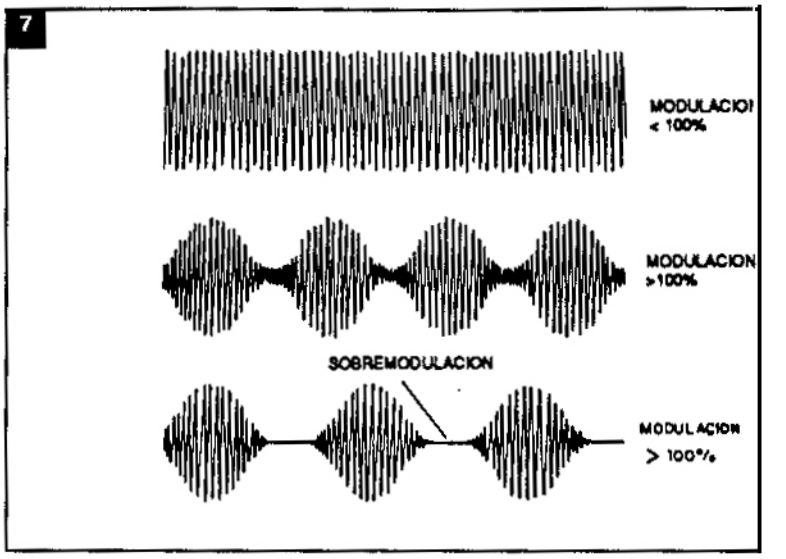
Así, la onda modulada en amplitud de la estación, que incide en la antena, induce en ésta una corriente de alta frecuencia, cuya forma de onda corresponde a la señal original, o sea, a la señal modulada.

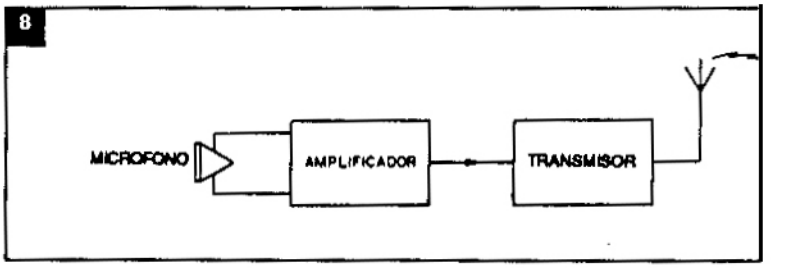
Esta señal pasa, en primer lugar, por el circuito de sintonía, que tiene por función separar solamente la corriente de la estación que queremos captar de las demás. En seguida, la señal de la estación deseada pasa por un "detector de envolvente", que puede ser un simple diodo, como muestra la figura 10.

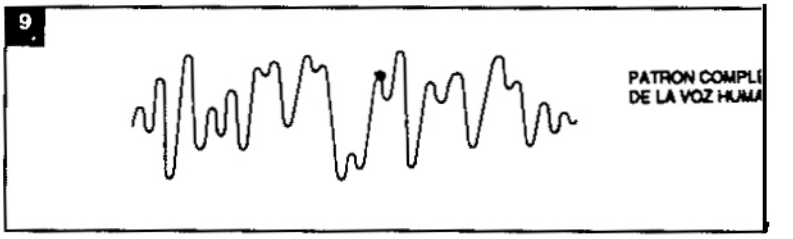
Este diodo rectifica la señal de modo que nos quedamos solamente con la "mitad" de los semiciclos, llevando entonces todo a un capacitor.

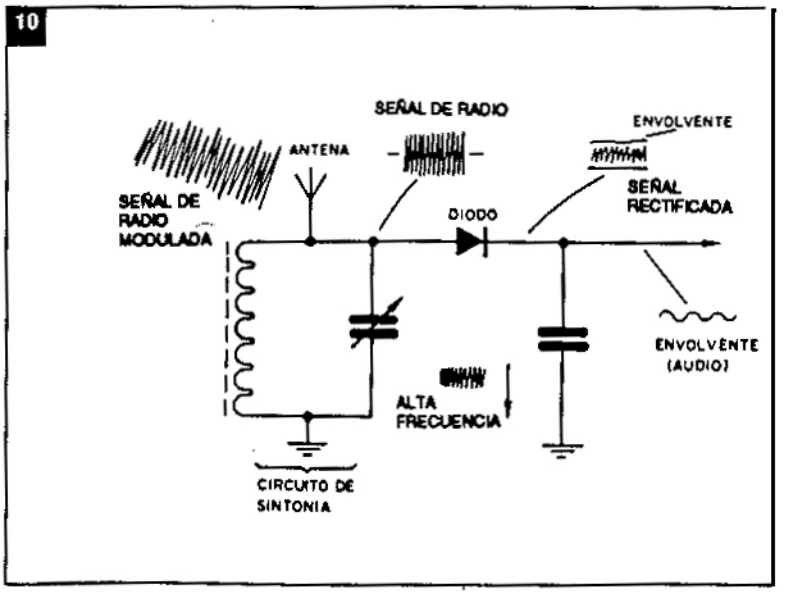
Este capacitor funciona como un "corto" para la parte de alta frecuencia de la señal que es desviada hacia tierra. Quedándonos solamente la envolvente de la señal, que es nada más y nada menos que un retrato del sonido transmitido (o modulación).

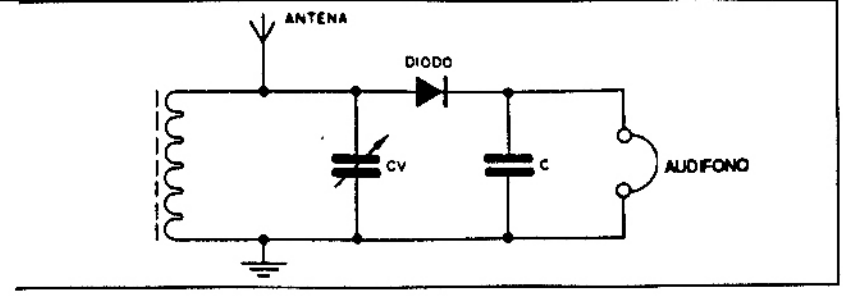
Si la señal de la estación es muy fuerte y usamos una buena antena podemos tener sonido simplemente conectando un audífono a este circuito, como muestra la figura 11.

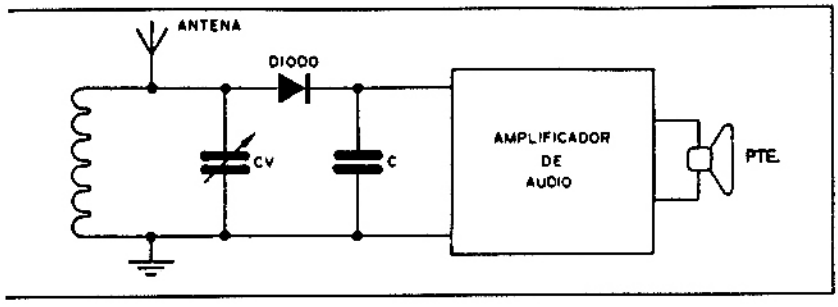


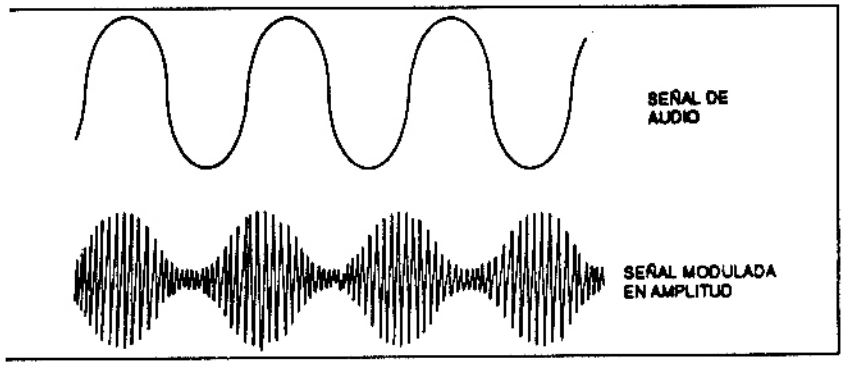


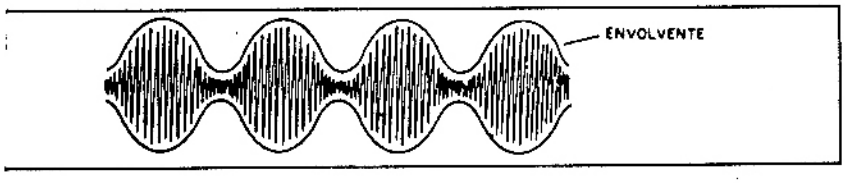


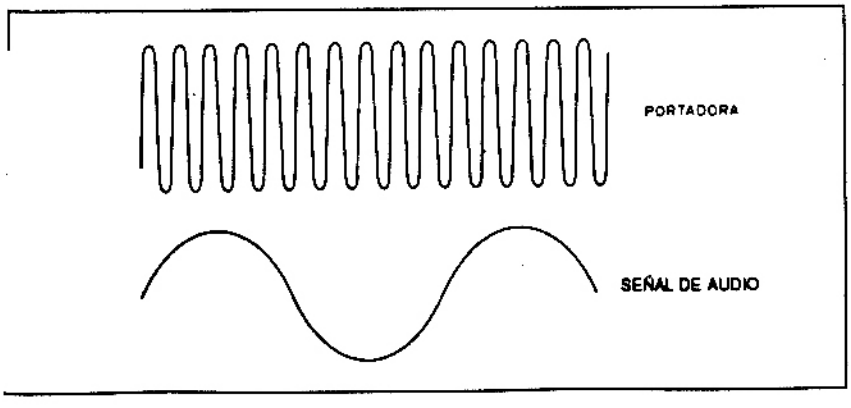












Las denominadas radios de cristal o lios de galena tenían solamente estos componentes. El diodo era sustituido por un cristal de galena, ya que en aquella época no existían los modernos detectores de silicio o germanio.

Conectando en la salida de este circuito un amplificador de audio podemos tener mayor intensidad para el sonido. Así funciona un receptor de AM, llamado de "amplificación directa". La señal de audio es amplificada en cuanto es detectada, o sea, extraída de la portadora de alta frecuencia que la transporta.

El paso siguiente es hablar de la modulación en frecuencia (FM) y comparar las calidades de sonido que se pueden obtener con ella y con la AM.

La modulación en frecuencia o FM

En la modulación en amplitud, la señal de audio es aplicada al transmisor de modo de hacer variar la intensidad o amplitud de la onda, o sea, la potencia, como sugiere la figura 13.

La onda electromagnética transmitida por un transmisor de AM sufre entonces variaciones de intensidad en el mismo ritmo o frecuencia de sonido que se desea que la misma transporte. Podemos decir que una representación gráfica de su intensidad resulta en una envolvente que retrata el sonido que está siendo transportado.

Pero, en lugar de hacer que el sonido controle la intensidad de la señal, podemos proceder de modo diferente, haciendo que el mismo actúe sobre la frecuencia del transmisor. Lo que tendremos entonces es otro proceso de modulación que también funciona y que se denomina FM, o frecuencia modulada.

Suponiendo entonces que tenemos una señal de radio (alta frecuencia) de 100kHz, como muestra la figura 15, podemos modularla con una señal de frecuencia menor, por ejemplo 1kHz.

Tenemos entonces las siguientes situaciones que son representadas en la figura 16.

a) Cuando no hay señal moduladora, o sea, cuando su intensidad es cero, la frecuencia de la portadora o señal de alta frecuencia se mantiene.

b) Cuando la intensidad de la señal

moduladora crece en los semiciclos positivos, la frecuencia de la señal portadora aumenta en la misma proporción.

c) Cuando la intensidad de la señal moduladora decrece en el sentido de los semiciclos negativos, la frecuencia de la señal portadora decrece en la misma proporción.

En suma, las variaciones de frecuencia de la señal portadora retratan la señal de baja frecuencia o audio.

Es importante que el lector observe que sea cual sea la intensidad o la frecuencia de la señal moduladora, la amplitud de la señal portadora se mantiene. ¡Sólo varía la frecuencia!

Es también importante observar que las variaciones de la frecuencia de la señal portadora no corresponden a las variaciones de frecuencia de la señal moduladora, pero sí a las variaciones de su intensidad.

Para recibir las señales moduladas en frecuencia será necesario usar un circuito diferente del usado en la recepción de las señales moduladas en amplitud.

Asi, mientras llamamos detectores a los circuitos que extraen las señales de bajas frecuencias de las señales de altas frecuencias captadas en los receptores de AM, denominamos discriminadores a los circuitos que son capaces de extraer la señal de audio de las señaels de altas frecuencias captadas por los receptores de FM.

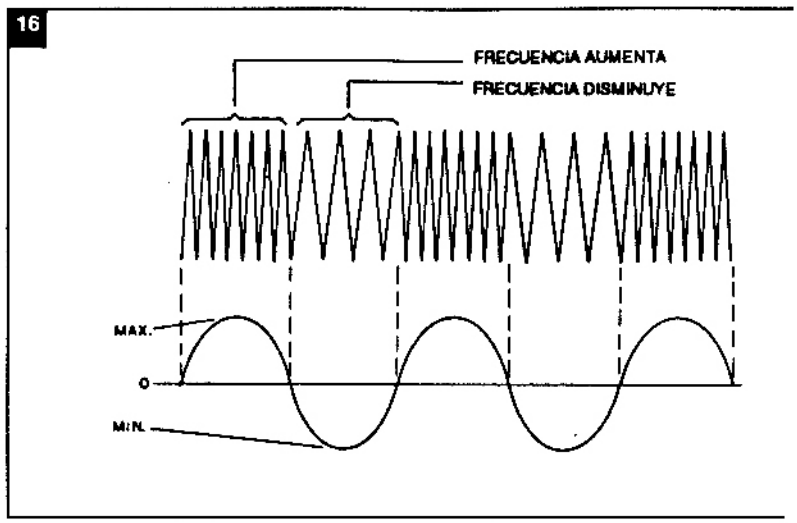
Los discriminadores

Podemos decir que un discriminador está formado por circuitos resonantes y diodos, cuya finalidad es entregar en su salida una tensión continua, cuyo valor será proporcional a la frecuencia de la señal de entrada.

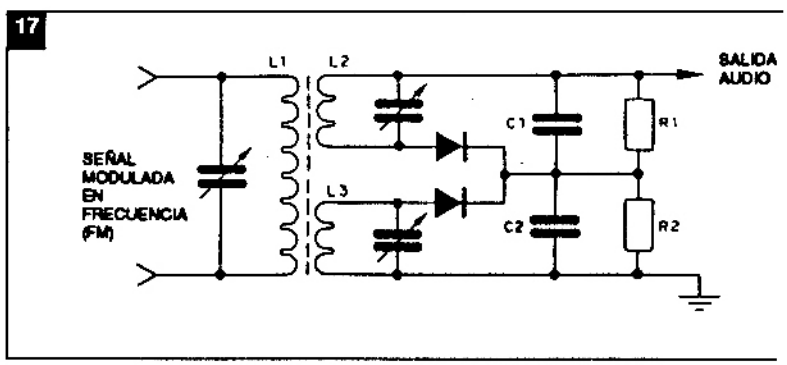
La polaridad de la tensión obtenida en el discriminador dependerá de la relación existente entre la frecuencia de entrada y la frecuencia para la cual el mismo esté sintonizado.

Pero todo esto quedará más claro si analizamos el funcionamiento de un discriminador, cuyo circuito está representado en la figura 17.

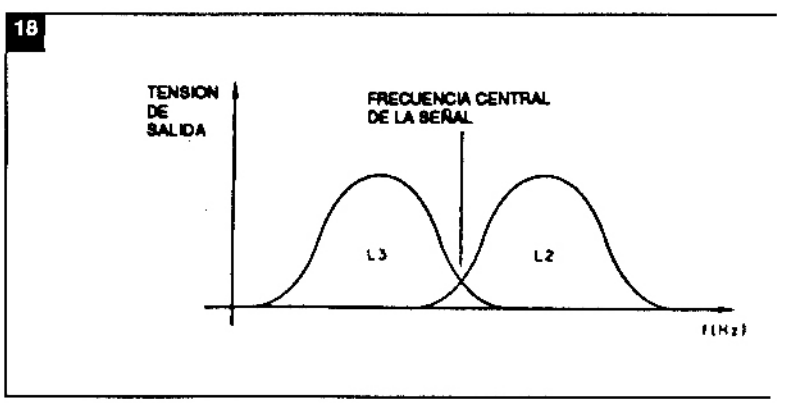
16



17



18



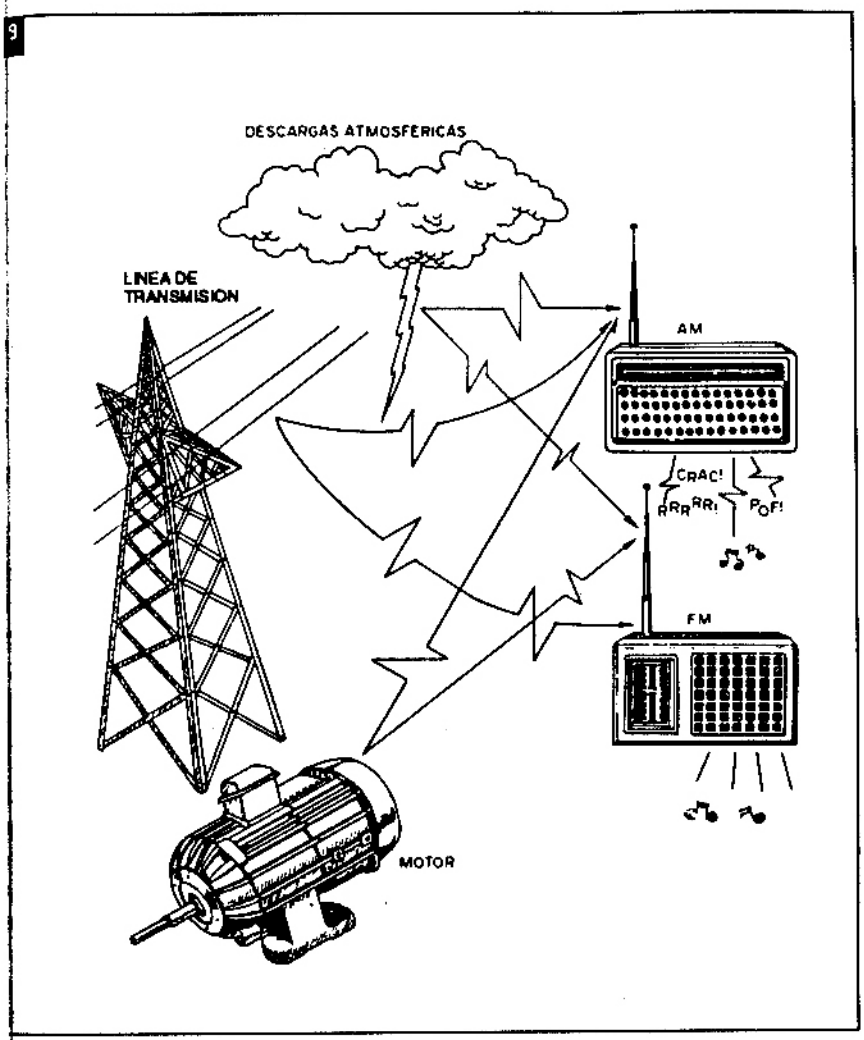
Este circuito se denomina "discriminador de travis" o también de doble sintonía.

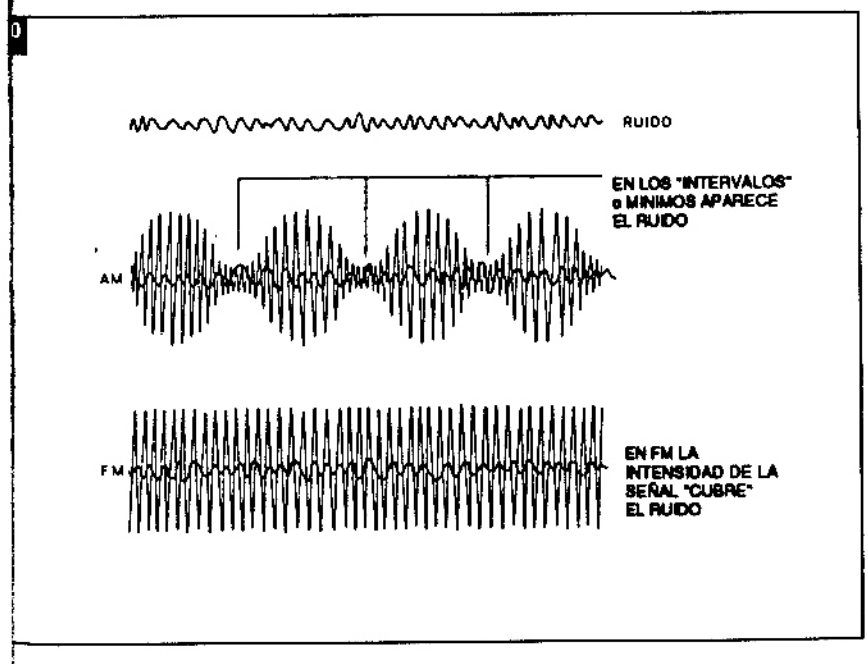
Tenemos entonces tres bobinas sintonizadas para frecuencias diferentes.

L2 y L3 están sintonizadas para frecuencias un poco menores que la frecuencia modulada que se desea "discriminar" y un poco mayores, respectivamente, como ilustra la figura 18.

Asi, en la ausencia de modulación en frecuencia, la señal encontrad cuito corresponde a la frecuen para la cual ninguna de las dos encuentra sintonizada. La sali caso corresponde a una tensión

Cuando la frecuencia de la menta, en los picos positivos (ción, la misma se desplaza en de que la bobina L2 puede resp mismas, cuando aparece una sus extremos, señal ésta que (





rectifica, entregando en la salida del circuito en la forma de una tensión continua.

Del mismo modo, cuando la frecuencia de la señal disminuye, en los picos negativos de modulación, la misma se desplaza en el sentido de que pueda ser captada por L3. Entonces aparece en sus extremos una tensión que es rectificada por el diodo D2 y llevada a la salida.

Por las características de las bobinas L2 y L3, como muestra la figura, el lector percibe que, cuanto mayor fuera el desvío de la frecuencia original, mayor será la tensión en la salida, obteniéndose así la señal moduladora en su forma original. De este punto, la misma puede ser entregada a un amplificador de audio y después reproducida.

Vea el lector que este circuito tiene sus inconvenientes, pues las tres bobinas deben estar rigurosamente ajustadas. Si una de ellas, por ejemplo L3, estuviera fuera de ajuste, no habrá más proporcionalidad entre el desvío de frecuencia en los semiciclos negativos y la tensión obtenida en la salida. En este caso, habrá una distorsión del sonido obtenido.

Existen otros circuitos discriminadores, como por ejemplo, el Detector de Relación y el Discriminador de Fase, que funcionan también con señales moduladas en frecuencia, pero abordaremos los mismos en otra oportunidad.

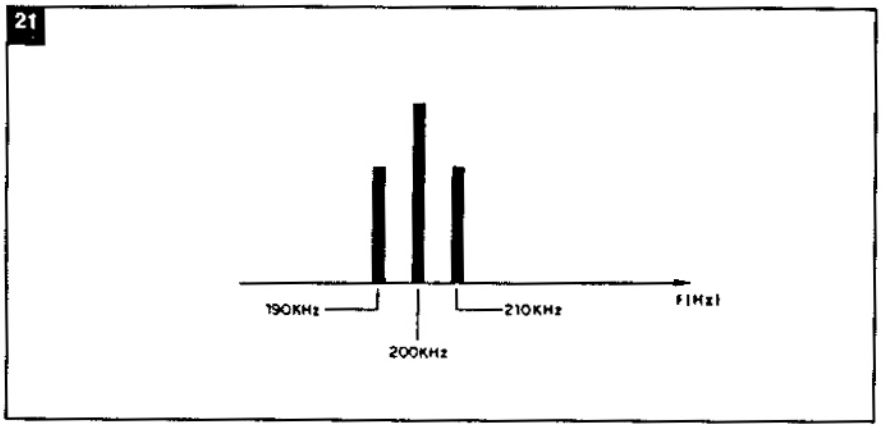
Para nosotros lo que interesa es saber que las señales moduladas en frecuencia pueden perfectamente transportar señales de bajas frecuencias correspondientes a los sonidos y que éstos pueden ser recuperados con facilidad en los receptores.

Ventajas de la FM

Si el lector sintoniza una emisora en su aparato de AM y después compara la estación captada con otra estación de la banda de FM, notará una enorme diferencia de calidad. ¿Por qué?

Realmente, el sistema de modulación en frecuencia presenta algunas ventajas en relación a la AM y entre éstas está la de poder transmitir una banda más ancha de frecuencias de audio, con lo que se tiene

21



una reproducción mejor de los sonidos.

Es por este motivo que las estaciones de la banda de FM son mucho más apropiadas para la transmisión de programas musicales que las de AM.

Pero analicemos mejor las diferencias.

Supongamos que en su localidad existe una fuente de interferencias y ruidos que puede ser, por ejemplo, una línea de transmisión, una fábrica o taller con máquinas que generan señales de todas las frecuencias posibles.

Si usted conecta su radio de AM o FM fuera de estación captará estas señales de interferencias que se traducirán en ruidos desagradables como estallidos, ronquidos, etc.

Ahora tenemos la diferencia:

Si su radio fuera de AM y usted sintoniza una estación, por más fuerte que la misma sea, no conseguirá cubrir todos los ruidos captados que aparecerán en el parlante. Todavía oirá chasquidos entre las pausas de los locutores y hasta durante los temas musicales.

Pero si sintoniza una estación de FM cuya señal sea más fuerte que la mayoría de los pulsos interferentes, conseguirá cubrir esta interferencia que no aparecerá.

La figura 19 ilustra lo que ocurre.

En la modulación en amplitud, por más fuerte que sea la señal, todavía así tendrá instantes en que las variaciones de intensidad la llevan a cero. En ese punto puede aparecer la señal interferente y ser detectada con la reproducción en el parlante.

En la modulación en frecuencia, la intensidad de la señal se mantiene y siempre que la misma sea mayor que los pulsos interferentes, los cubrirá de modo que los mismos no perjudicarán su recepción.

En suma, la principal ventaja del sistema de FM es la de ser mucho menos sensible a las interferencias que la AM.

Otra ventaja:

Cuando una señal de 10kHz, que corresponde a un sonido agudo, modula en amplitud una portadora, aunque querramos, no es sólo su amplitud que se altera. Ocurre también el fenómeno del batimento que consiste en la suma de la señal moduladora con la portadora y la diferenciación de la señal moduladora con la portadora.

Así, cuando aplicamos la señal de 10kHz en una portadora de, digamos, 200kHz, lo que tendremos es, en la realidad, una señal de 190kHz y una señal de 210kHz superpuestas a la de 200kHz, como muestra la figura 21.

Este fenómeno causa una dispersión de la estación, que al transmitir 10kHz ocupa una banda que va de los 190kHz a los 210kHz.

Decimos, en lenguaje más propio, que cuando modulamos una portadora de 100kHz con una señal de audio de 10kHz, surgen dos frecuencias laterales, una correspondiente a la suma y la otra a la diferencia, cada cual con una intensidad correspondiente a 50% de la modulación.

Perciba el lector que, si quisiéramos transmitir señales de audio de hasta 10kHz, precisamos una banda cuyo ancho sea dos veces esta frecuencia, o sea, 20kHz. En estas condiciones, cada estación debe estar separada de por 20kHz.

Ahora, 20kHz es mucho e de disponibilidad de frecuenc pectro, de modo que, en reali cuencia máxima que se puede modulación de una estación c 5kHz, lo que significa que ca sólo puede estar separada de la de la anterior, por lo menos 1C

El "canal" de AM tiene u 10kHz y esta anchura es funci cuencia más alta de audio q transmitir a través del mismo

¿En qué influye esto en la sonido?

Ahora bien, el lector sabe, los anteriores y nuestro curso, da audible va de aproximadar hasta 15.000Hz lo que quiere una pieza musical tendremos plo, sonidos de todas las frecu tro de estos límites.

Si cortamos las frecuenci que 5kHz, porque las mismas ser transmitidas por AM en v cho del canal, estaremos cort parte de los sonidos que forma espectro audible.Estos soni ponden justamente a los agudo

En las transmisiones de A mos entonces los sonidos de superiores a 5 kHz que corresp agudos.

En la modulación en frecue blema del límite de la banda r fiesta, pues el desvío de frecuer tanto el ancho de la banda, dep intensidad de la señal y no de cia.

Con esto, en las emisiones sólo podemos transmitir los sc dos de frecuencias superic 15kHz, sino también incluir frecuencias más elevadas, co 38kHz que corresponde a la r ción de las señales estereofónic en su codificación.

Por supuesto, la modulació puede aplicarse a la transmisi genes. Sobre este tema, les reco ver el nuevo Curso Básico de que iremos publicando. ✪

DISCADOR TELEFONICO AUTOMATICO PARA ALARMAS

Un sistema que avise por teléfono a una persona, en el caso que se dispare el sistema de alarma, es de gran utilidad. ¡Imagine entonces poder avisar a tres personas diferentes! Es lo que propone este artículo, capaz de hacer tres programaciones diferentes, a través de un teclado.

Por Valdomiro E. da Silva

Debido al alto número de ladrones que entran en residencias y estacimientos comerciales, los técnicos trónicos del área de seguridad procu- desarrollar sistemas cada vez más so- cados, con el fin de impedir estos de- s. El sistema más común y práctico ue siendo la alarma localizada. Pero, los últimos tiempos, se ha hecho tan nún oir sonar una alarma, que la ma- ía de las veces las mismas siguen so- ndo durante horas, y hasta días, sin e alguien venga a desconectarlas, y mo- tando ineficazmente al vecindario.

El circuito que proponemos es capaz hacer, de manera secuencial, hasta tres mados telefónicos, repetidamente. Ca- llamado tendrá una duración de 75 se- ndos, tiempo más que suficiente para e la persona entienda el aviso y tome s debidas acciones.

Debido a los componentes usados, la ogramación se hará a través de un te- ado, evitando los tradicionales "jumps", ves, etc. Para esto se usó en este circui- un CI dedicado, el IC2560G1 (Itaucom) apaz de convertir las entradas del tecla- o, en pulsos compatibles con el patrón elefónico.

El CI-1 es capaz de almacenar 22 digi- os. Sin embargo, es necesario agregar una pausa al final de cada programa (dos en total). Estas pausas deben también contarse como dígitos a almacenar.

Por lo tanto, queda en 20 la cantidad de guarismos posibles, quedando así la programación: 1er programa = siete guarismos, pausa; 2do programa = siete guarismos, pausa; 3ro programa = seis guarismos. Total: 22 dígitos, siendo posibles varias combinaciones. El hecho de existir varias centrales con números telefónicos formados por seis guarismos favorece bastante.

Es importante destacar que nunca debemos superar a la capacidad de almacenamiento, pues esto inhibiría el reciclado de los tres programas.

Características del sistema:

- Tensión: 12Vcc
- Consumo: en la condición de espera: Máximo, 500µA (de la especificación); activado: máximo 300mA (con los relés indicados)
- Almacenamiento: 22 dígitos
- Repetición de discado: indefinidamente, hasta ser desactivado manualmente.

El circuito

Tres temporizadores, conectados en secuencia, trabajando en perfecto sincronismo, forman el circuito que accionará el discador en el momento adecuado.

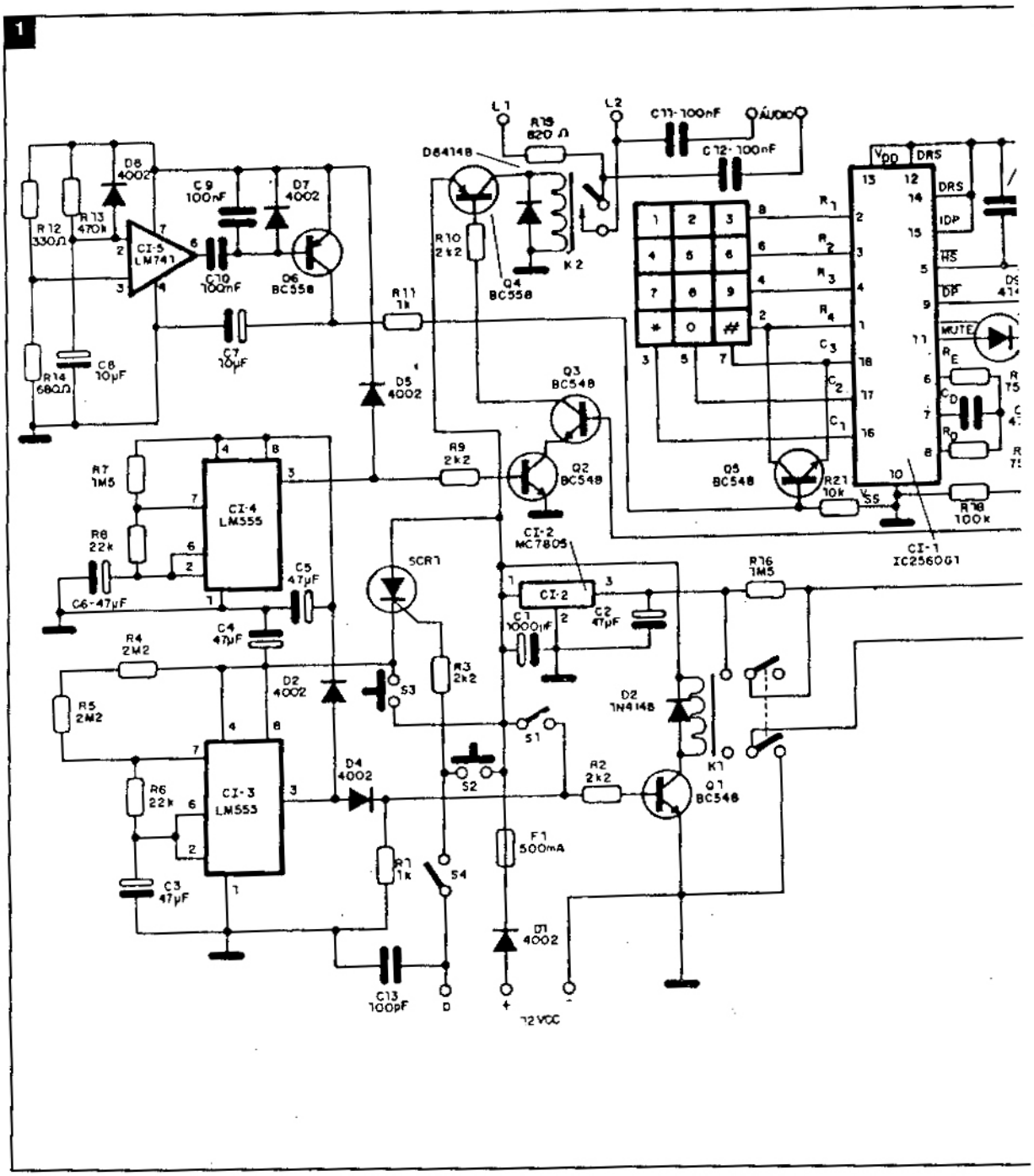
Los dos primeros temporizadores CI3 y CI4 (555) están en una configuración que, al ser alimentados, producirán un pulso activo en sus salidas, cuya duración del estado positivo será varias veces mayor que el estado negativo.

Así, al aplicar un pulso positivo en el punto D, el SCR-1 (TIC106) conducirá, alimentado el CI-3 que es el primer temporizador. Su salida subirá al nivel positivo de la alimentación, permaneciendo así durante 230 segundos.

Al subir, polarizará la base de Q1, conectando así la alimentación del CI-1 a través del relé K1. Al mismo tiempo, alimenta también CI-4, que a su vez, polariza Q2, que proporciona la tensión negativa al emisor de Q3. Estando polarizado por la salida DP de CI-1, activará el relé K2 a través de Q4.

CI-5(741) producirá un pulso positivo, pulso único, de cortísima duración (del orden de los milisegundos) con un retardo de 8 segundos.

Este pulso será aplicado en la base de Q5, colocando así en corto, momentáneamente, las salidas C3 y R4 de CI-1, responsables por el reciclado. Note que, en paralelo con la línea telefónica, hay un



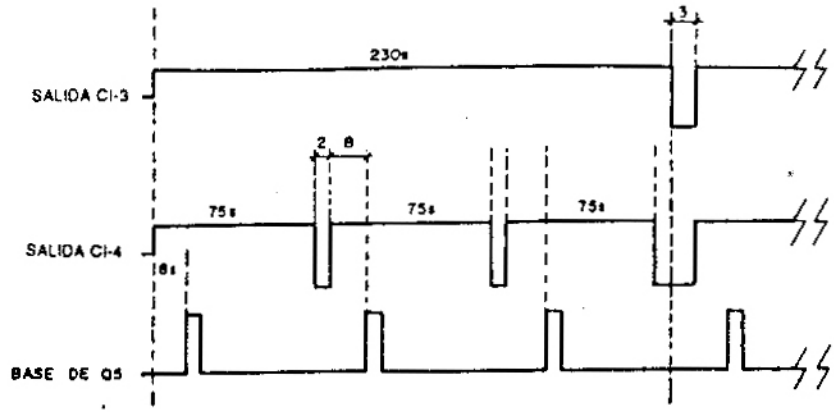
resistor de bajo valor (820 ohm) colocado a través del relé K2 (equivaliendo a un teléfono fuera de su horquilla) al abrir y cerrar los contactos. Según el tren de pulsos (provenientes de la salida DP de CI-1) se hará la llamada del número que está en la memoria.

Esta parte del circuito formada por CI-4 y 5, se mantiene activada 75 segundos, descendiendo el nivel negativo de la alimentación durante sólo 2 segundos. Nuevamente subirá, repitiendo así el ciclo, hasta que en el tercer ciclo, todo el sistema será desconectado, pues pasarán 229 segundos y el primer temporizador (CI-3) volverá al nivel negativo, aunque sólo 2 segundos, que son suficientes para que todo vuelva al comienzo.

Note que, según muestra existe un cierto sincronismo. cesario para el perfecto funci del sistema.

Cuando CI-4 desciende al n vo, el relé K2 se desconecta y conectar, reestableciendo la nea".

Debido a la necesidad de



muy pequeño de error en la temporización, los capacitores electrolíticos C3 y C6 deberán ser de tantalio. Bajando sus valores, también se pueden experimentar capacitores comunes, de buena calidad.

A propósito, no se dotó al circuito de una llave general para la desconexión del circuito, evitando así la necesidad de tener que reprogramar cada vez que desconectamos el circuito.

El circuito es dotado de cuatro llaves, S1, S2, S3 y S4. Sus funciones:

- S1 - programar: al conectarla, solamente CI-1 y K1 serán activados;
- S2 - probar: al presionarla, todo el sistema será activado;
- S3 - desactivar: desactiva el sistema cuando es presionada;
- S4 - habilita/inhibe: conectada, acepta el disparo proveniente de la alarma. Desconectada lo ignora. Usela como llave general.

El CI-1 (IC2560GL) trabaja con una tensión máxima de 5,5V. Por eso se usó para su alimentación, el regulador de voltaje MC7805. Note que existe un resistor de alto valor (1,5MΩ) conectado entre los terminales de K1. Este resistor (R16) es responsable por el mantenimiento de la memoria, en las especificaciones del componente.

Los resistores pueden ser de 1/4W. Sólo R15 por precaución será de 1/2W.

Los capacitores electrolíticos deberán ser para 16V.

Los relés podrán ser MC2RC2 Metaltex 12V, montados en zócalos.

El teclado (T1): se usó el TP76, pero existe una versión más compacta: el TP74.

En el diagrama de la figura 1, los números en la lateral derecha y en la parte inferior de T1, se refieren a los números en los propios teclados (TP76 y TP74), de 0 a 9.

En la tabla damos el número del teclado y el pin de CI-1 a que será conectado.

Los números 1, 0, 9 no serán usados.

nº del teclado	pin de CI-1
8	2
6	3
4	4
2	1
7	18
5	17
3	16

Prueba e instalación

Antes de colocar los circuitos integrados, conecte la alimentación (12Vcc) en los puntos + y -. Certifique la presencia de los 5V en el pin 3 del regulador (CI-2). Confirmado, desconecte la alimentación.

Conecte S1, el led piloto (LP1) deberá encenderse. Digite un número cualquiera. A medida que vaya digitando, el led se apagará hasta terminar el tren de pulsos.

Desconecte S1. El que deberá ser conectada solamente para programar. Cuando se conecta S1, solamente el relé K1 y CI-1 entrarán en funcionamiento y el resto del circuito permanecerá desconectado.

Presione S2. Todo el sistema entra en operación. K1 y K2, conectarán simultáneamente.

Pasados ocho segundos K2 desconectará y conectará continuamente, cuantas veces sea, el número colocado en la memoria. Para desconectar, presione S3. Conecte los puntos L1 y L2 a la línea telefónica, y los puntos "audio" a la sirena de la alarma. Finalmente conecte "D" a un punto de la alarma que, cuando sea disparado, envíe un pulso positivo. Cuando vaya a probar el sistema a través de S2, no se olvide de desconectar S4.

Ejemplo de una programación de tres números de seis dígitos cada uno: 329877 ≠ 358756 ≠ 526698

La alimentación del sistema deberá proporcionar energía constante (común en la mayoría de las alarmas) pues la falta de energía en el sistema acarreará el apagado de la memoria.

Si prefiere, podrá hacer un oscilador en audio independiente de la alarma.

En este caso, en lugar de conectar en la sirena, conectaría en el oscilador, grabadores con mensajes grabados. Como se ve, son muchas las opciones que brinda este sistema. ✪

DISPLAY GIGANTE

Este es un proyecto que puede ser utilizado para distintos encuentros deportivos. Su tamaño es a gusto del montador ya que se usan lámparas comunes en la formación de los segmentos de los dígitos. Los componentes son de bajo costo y se encuentran en plaza.

La instalación de un indicador gigante en un club puede ser una actividad remunerativa interesante para un técnico. Sin embargo, es necesario un buen proyecto, y el que proponemos en este artículo llena los principales requisitos.

Describimos entonces un sistema de display que puede ser ampliado al número de dígitos que se quiera, mediante la simple repetición de las etapas. Cada segmento es controlado de modo independiente por un SCR o triac, pudiendo alimentar lámparas de buena potencia, lo que garantiza un límite muy generoso para las dimensiones de los indicadores.

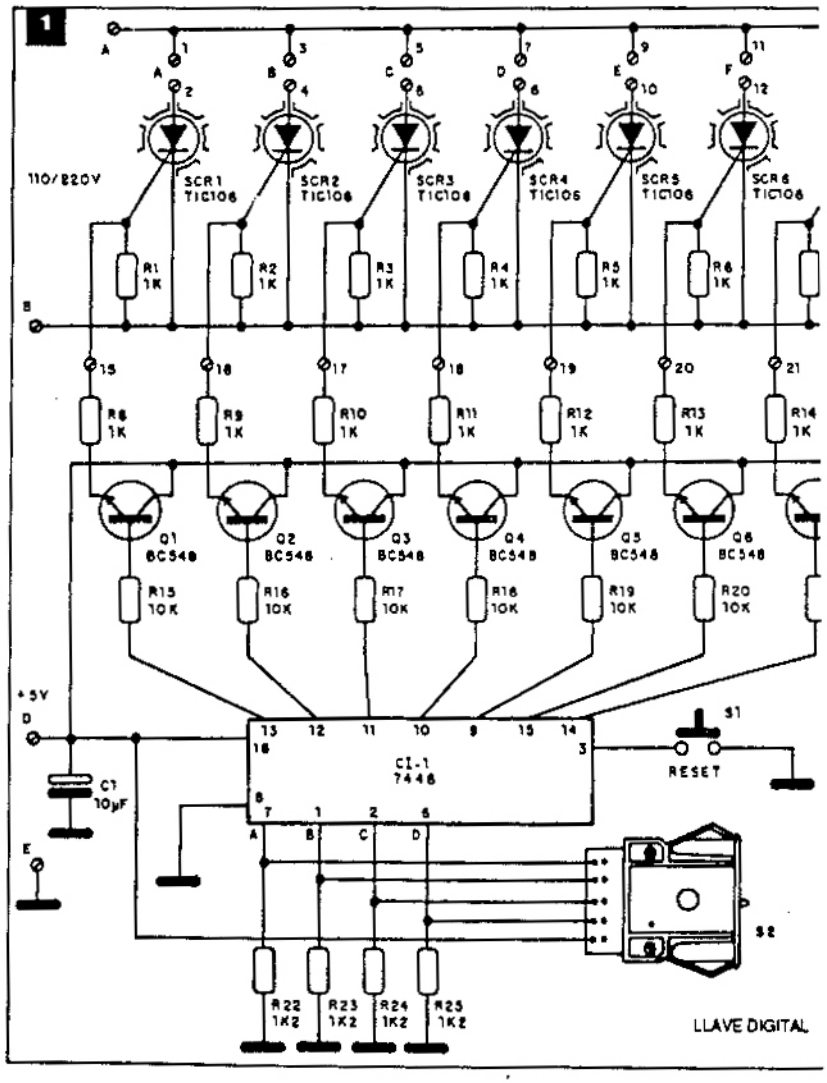
Todos los componentes usados son comunes y de bajo costo, lo que asegura la realización de un montaje confiable, de fácil mantenimiento, manipulación e instalación.

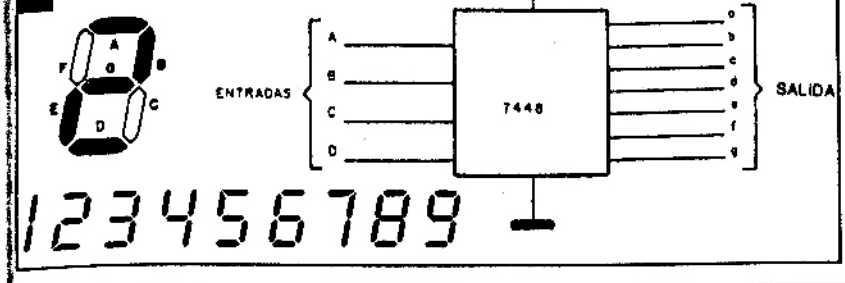
El circuito

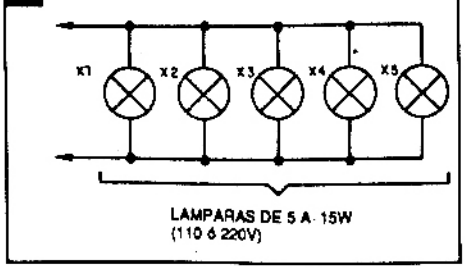
El circuito, cuyo diagrama esquemático para un dígito aparece en la figura 1, puede ser analizado en función de 3 etapas. La primera consiste en un decodificador de BCD para 7 segmentos hecho alrededor de un integrado 7448 y de una llave digital con programación de 0 a 10.

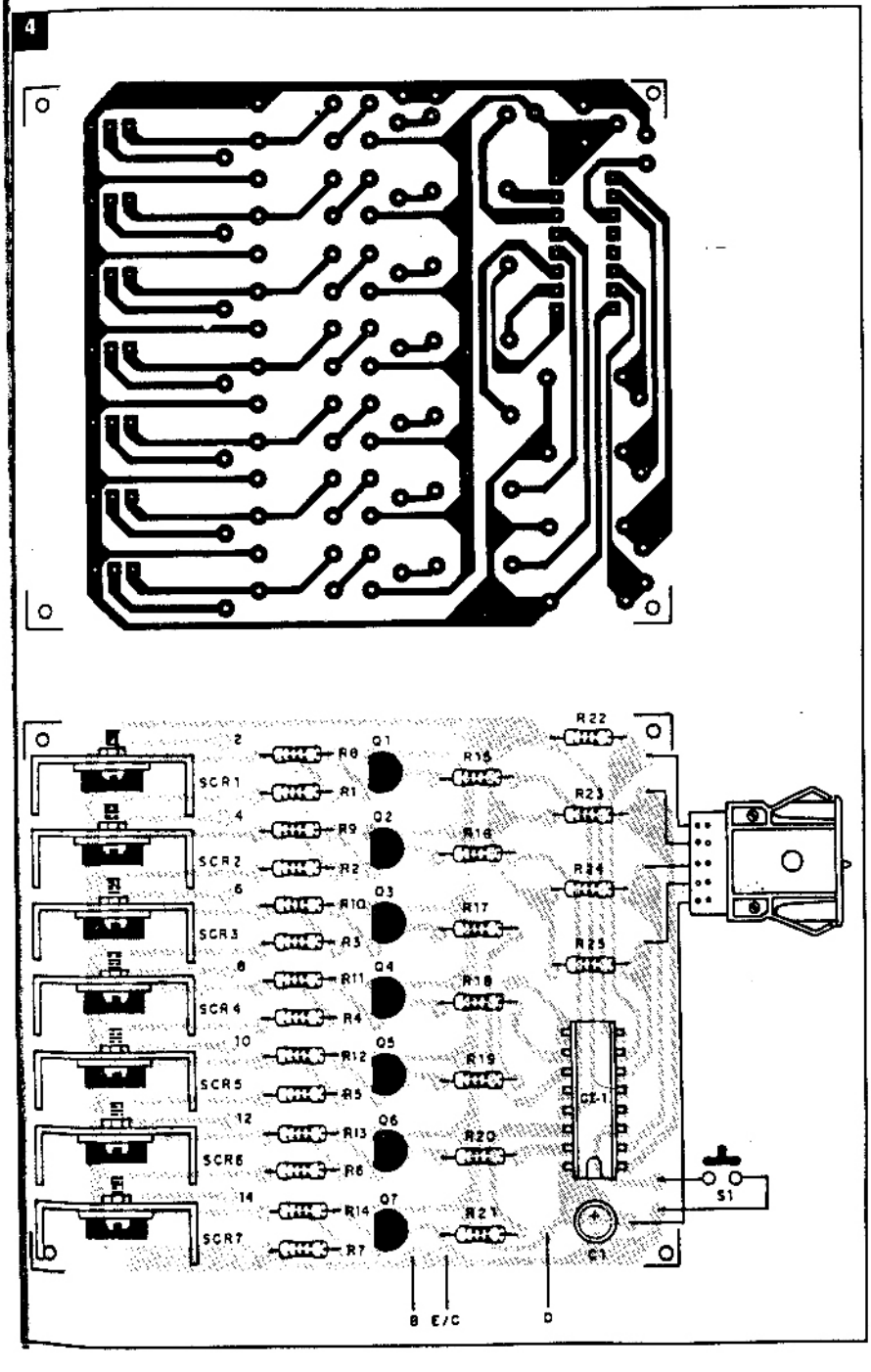
Aplicando niveles lógicos altos a través de la llave, programamos el encendido del display gigante según muestra la tabla verdad. En la figura 2 tenemos la identificación de los segmentos.

Originalmente, el 7448 está do para excitar drivers de indi









filamento de siete segmentos. Este integrado provee una salida en nivel alto para los segmentos activados, lo que equivale a decir que se trata de un excitador para displays de cátodo común.

La etapa de excitación del display gigante tiene por base transistores y SCRs. Los transistores están conectados como amplificadores en configuración colector común, con un resistor de base de 10k.

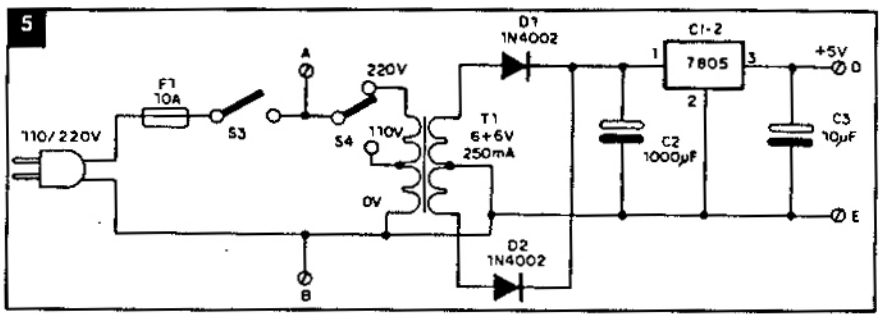
De esta forma, tenemos la presencia de tensión positiva de emisor cuando el nivel de salida del segmento correspondiente en el circuito integrado fuera alto. La corriente para el disparo del SCR es limitada por resistores de 1k. Los SCRs usados son del tipo TIC106, que admiten hasta 800W de lámparas en la red de 220V (y 400W en redes de 110V).

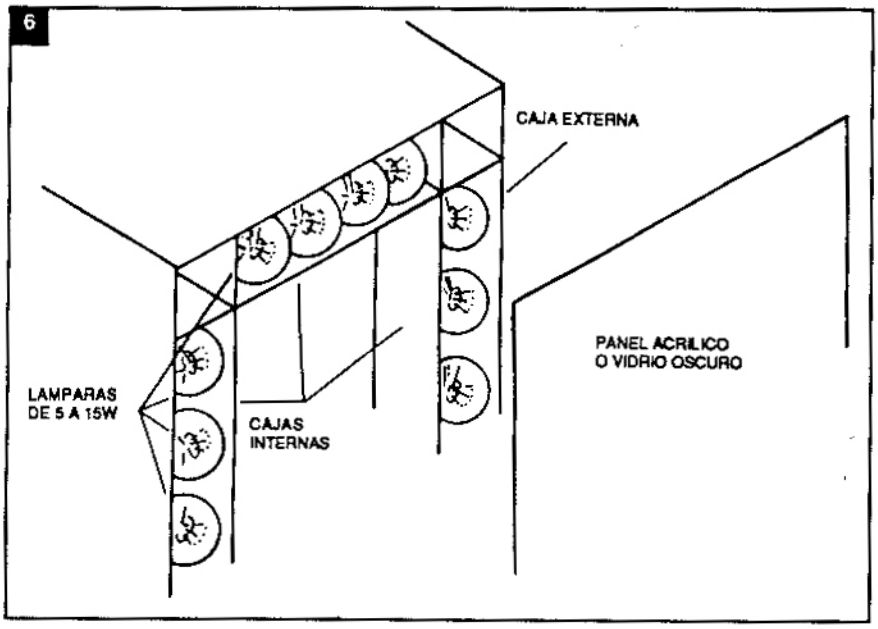
Para la formación de un segmento bien luminoso y con buen formato podremos asociar diversas lámparas en paralelo, como sugiere la figura 3.

En la parte referente al montaje daremos detalles de cómo montar diversos tipos de displays. Si bien los SCRs sólo proveen un control de media onda para las lámparas usadas como carga, su brillo todavía es bastante alto para la finalidad deseada. Mientras tanto, en lugar de SCRs se pueden usar triacs, sin modificaciones en el circuito, si la corriente de disparo fuera baja, obteniéndose así un control de onda completa.

La fuente de alimentación debe proporcionar 5V para los transistores y para el circuito integrado.

Una fuente única admite hasta 6 módulos semejantes, lo que significa la alimentación de 2 indicadores de 3 dígitos con conteo de cada lado de 000 a 999. Sin duda, este valor será más que suficiente para cualquier tipo de juego. Lo normal





será la utilización de 4 módulos con indicación de 00 a 99, caso en que se puede emplear una fuente única sin problemas.

Montaje

La placa de circuito impreso para el módulo de un dígito aparece en la figura 4. En esta placa se incluyen los SCRs, que deben ser dotados de buenos disipadores de calor, principalmente si la potencia luminosa de cada segmento fuera superior a 100W.

En la figura 5 damos la fuente de alimentación de 5V que tiene por base un integrado 7805.

En el circuito, los resistores son todos de 1/8 ó 1/4W con 5 ó 10% de tolerancia. El capacitor electrolítico C1 debe tener una tensión de trabajo de 10V o más.

La llave S2 es del tipo codificada en BCD, y S1 es un interruptor de presión NA (normalmente abierto). Los transistores son del tipo BC548 o equivalentes como el BC547, BC237 o BC238.

Los SCRs son los TIC106, con tensión de 400V para una red de 220V (y de 200V si la red local fuera de 110V).

Para la conexión de los segmentos, hecho con alambres comunes, podemos usar barra de terminales con tornillos.

Los displays se pueden hacer de diferentes maneras. En la figura 6 tenemos una sugerencia en que se emple ras pequeñas de 5 a 15W para mento, dando así una potencia 105W por segmento (o hasta 80 cender el número 8! Esta corrie da, en el caso de un display de tencia, debe ser tenida en cue elección de los dos cables y del fu

La caja para este display pued feccionada con madera común, un panel de vidrio o acrílico par je de la luz y la formación de los

El largo de los cables de co display sólo está limitado por el que debemos tener 7 cables par gito además de un retorno, que más grueso pues conducirá la su corrientes. Se puede usar alamb (0,6438 mm de diámetro) pero p torno sugerimos el uso de alamb (1,024 mm) o incluso 16AWG (: si las lámparas fueran de más de

Una forma de esquivar el pr los cables largos y gruesos del los segmentos consiste en se SCRs del circuito electrónico, n los junto a las lámparas. En est conductores que van al circuito co deben llevar solamente los disparo del SCR, que consiste tensión y menor corriente tod nas algunos miliamper, permi la utilización de cables finos.

Prueba y uso

Una prueba de funcionamie hacerse con la conexión de un en cada salida. Recorriendo toc siciones de las llaves deberem

Entrada del decodificador				Salida del decodificador							Núme visual en el
A	B	C	D	A	B	C	D	E	F	G	
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	
0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	
0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	
0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	
0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	
0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	
0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	
0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	
1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	

accionamiento de las lámparas correspondientes.

El encendido continuo de una lámpara, incluso cuando la compuerta del SCR correspondiente está desconectada, indica que este componente está con problemas. Si el encendido ocurre con el SCR en buen estado, e incluso cuando la base del transistor es desconectada, entonces es el transistor el que debe ser verificado. Y si permanece encendido algún segmento en cualquier posición de la llave, el integrado es el que debe ser controlado.

Una alternativa económica al uso de la llave digital consiste en el uso de interruptores simples, pero en este caso se debe usar una tabla de posiciones digital para que puedan ser operadas por un lego.

Verificando el funcionamiento sólo queda hacer la conexión, con atención especial a la seguridad ya que tenemos corrientes intensas en algunos puntos y la propia conexión a la red, que podrá ocasionar choques si existe algún punto que pueda ser tocado en el aparato. ✪

LISTA DE MATERIALES

Módulo (1 Dígito)

CI-1 - 7448 - circuito integrado
SCR1 a SCR7 - TIC106D si la red es de 220V (TIC106B si es de 110V)
Q1 a Q7 - BC548 o equivalentes - transistores NPN de uso general
C1 - 10µF - capacitor electrolítico
R1 a R14 - 1k - resistores (marrón, negro, rojo)
R15 a R21 - 10k - resistores (marrón, negro, naranja)
R22 a R25 - 1k2 - resistores (marrón, rojo, rojo)
S1 - interruptor de presión
S2 - llave BCD (Digital)

Fuente

CI - 1 - µA7805 - regulador de tensión
D1, D2 - 1N4002 - diodos rectificadores de silicio
T1 - transformador con primario de 110/220V y secundario de 6 + 6V ó 9 + 9V x 250mA
F1 - fusible de 10A
S3 - interruptor simple
S4 - llave de tensión 110/220V
C2 - 1.000µF x 16V - capacitor electrolítico
C3 - 10µF x 16V - capacitor electrolítico

Varios: cable de alimentación, alambres, puente de terminales, soporte de fusible, placa de circuito impreso, disipadores de calor para los SCRs, soldadura, caja para montaje, bornes aislados o puente de tornillos, zócalo para el integrado, cable de alimentación, puente de terminales, etc.

SISTEMA DE PERSECUCION DE AUTOMOVILES

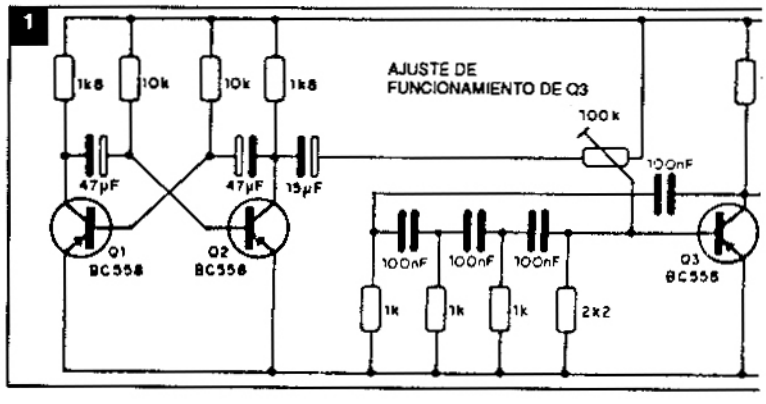
En las grandes ciudades, la persecución de un vehículo ofrece grandes dificultades debido a los numerosos semáforos y al tránsito existente. Este proyecto consiste en un potente "bip" que puede facilitar mucho la detección electrónica de autómoviles.

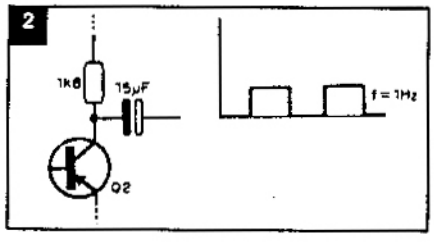
Por Bernardo W. Schön

El proyecto se refiere a un transmisor potente, capaz de irradiar un "bip" a algunos kilómetros de distancia, que podrá ser captado, ayudando así a localizar el vehículo "marcado".

La frecuencia de actuación está alrededor de 27MHz (ondas cortas) y para la recepción sirve una radio común, dotada de la banda de onda corta (OC), con algunas modificaciones en la antena. Nada impide que se elijan otras frecuencias, realizando solamente las alteraciones necesarias en el transmisor.

Conviene recordar que la operción de transmisores con potencias elevadas, como es el caso de este proyecto, suele requerir autorización adecuada, sin lo cual el transmisor puede ser confiscado, ¡además del riesgo de una multa o hasta de ir preso!





El transmisor

El proyecto en sí no requiere conocimientos especiales; para entender mejor el circuito, trataremos cada etapa por separado, comenzando por la generación del "bip" (figura1).

Tenemos un circuito flipflop (oscilador de audio) convencional, formado por los transistores T1 y T2. Con los valores indicados, este oscilador genera una frecuencia muy baja, alrededor de 1Hz (figura 2). Esta frecuenca es retirada en el colector de T2, a través de un capacitor electrolítico de 15µF (para bloquear tensiones DC), y llevado al segundo oscilador de audio, que genera una frecuencia de alrededor de 1kHz (figura 3).

Como la salida del primer oscilador (1Hz) es aplicada a la base de T3, el segundo oscilador sólo consigue operar en estos mismos intervalos, o sea, durante medio segundo de cada segundo entero. El resultado es un "bip" de 1kHz, con intervalos regulares de 1Hz (figura 4). El oscilador de RF (figura 5) es responsable por la formación de la portadora de 27MHz. Se trata de un oscilador basado en el transistor BF494, que recibe en s ñal de audio ("bip") por interm provocando de esta manera una adecuada.

La etapa final del transmiso plificador de RF (figura 6), ya que nerada por el BF494 es muy déb ner distancias grandes en las ci amplificador está formado por u

VALORES MAXIMOS DE LOS TRANSISTORES DE LA ETAPA FI

Transistor	Tensión VCBO	Corr. máx.	Potencia	Fr
2N3553	65V	1A	2,5W	1
2N2218/9	75V	0,8A	3,0W	2

2N2218 ó 2N2219 (con disipador de calor).

Para el proyecto propuesto, el 2N3553 es más adecuado.

Se debe tener mucho cuidado en la confección de las bobinas del oscilador. El alambre usado debe ser esmaltado y de cobre. Si tiene un cable plateado aumenta mucho más la eficiencia del oscilador. Como para cada proyecto de osciladores de RF, es muy importante que las conexiones sean lo más cortas posibles, para evitar el mal funcionamiento del circuito.

La alimentación de la etapa amplificadora de RF es de 24 volt, para obtener alcances mayores, pero nada impide alimentarla con 12V también, extraída de 8 pilas alcalinas grandes, o bien (en caso que sea posible) de la propia batería del auto.

La fijación del transmisor puede hacerse de dos maneras: si hubiera posibilidad de instalarlo fijo dentro del vehículo, esta opción debe tener preferencia. La antena, empero, debe estar del lado de afuera del vehículo. En caso contrario, la potencia irradiada disminuiría mucho. Si no fuera posible una instalación dentro del vehículo, como será en la mayoría de los casos, se pueden colocar dos imanes fuertes en el transmisor, y fijarlo debajo del auto, como muestra la figura 7.

El largo de la antena ideal es de 2,7 metros, de acuerdo con la fórmula que sigue.

$$\text{largo de antena} = \frac{\text{velocidad de la luz}}{4 \times \text{frecuencia}} = \frac{300 \times 10^6}{4 \times 27 \times 10^6} \; 2{,}77\,\text{m}$$

En la práctica, con una antena de 1 metro, debajo del auto, se pueden esperar distancias de 2-3 kilómetros dentro de la ciudad. En la figura 8 podemos ver el esquema completo del transmisor.

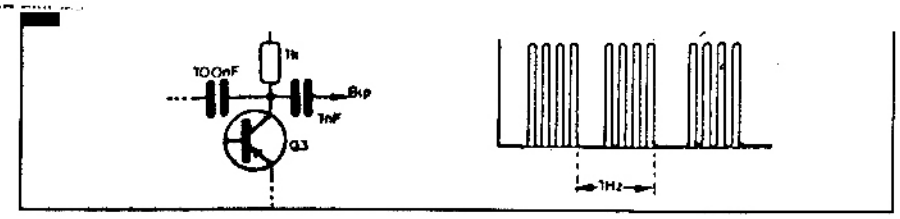
El receptor

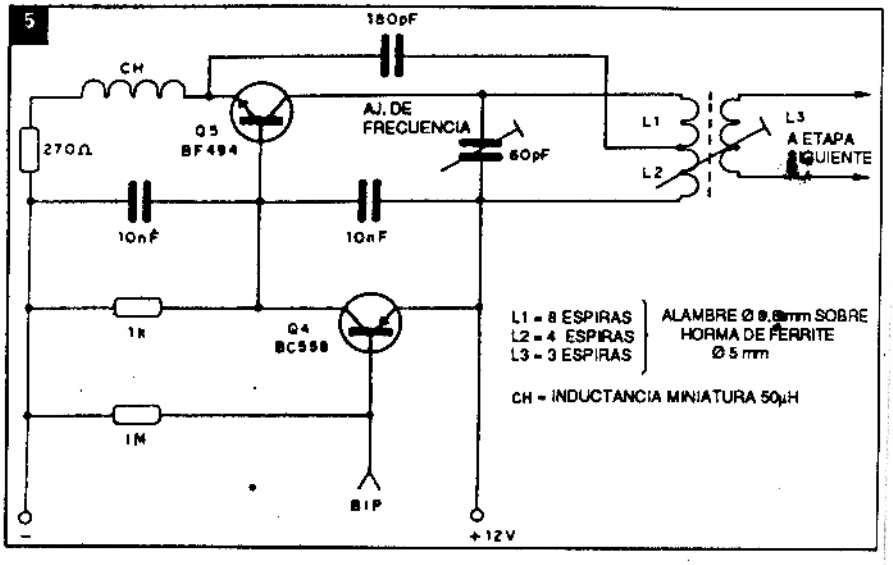
Como receptor sirve una radio común, que tenga bandas de OC, y pueda recibir frecuencias alrededor de 27MHz. Sin hacer ninguna alteración en la radio, podríamos recibir el "bip", pero no tendríamos medios para descubrir la dirección del transmisor, una información vital para la persecución y localización.

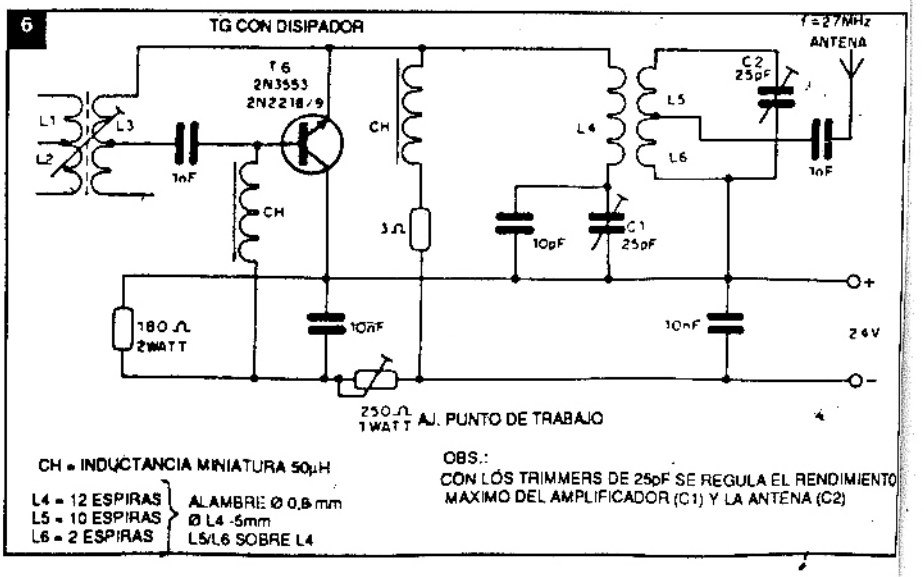
La señal captada por la radio pasa por una antena de ferrite, o bien mediante una antena de mástil. En el caso de antena de ferrite (figura 9) la captación de la señal puede ser de dos sentidos (por detrás o por delante).

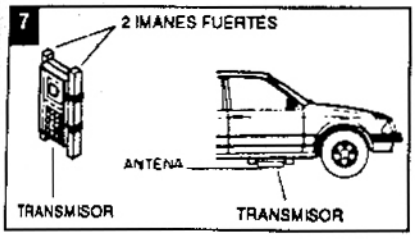
La antena de mástil recibe la señal de varias direcciones, dificultando todavía más la ubicación del transmisor (figura 10).

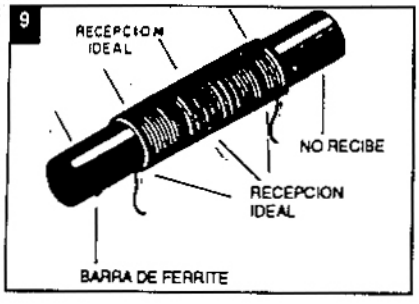
La solución, por lo tanto, es bloquear la recepción de todos los lados, dejando solamente una "ventana" abierta, cuya dirección debe estar apuntada hacia el transmisor para recibir el "bip". Como la mayoría de las personas no tiene acceso a antenas especiales de este tipo, podemos recurrir a una adap-

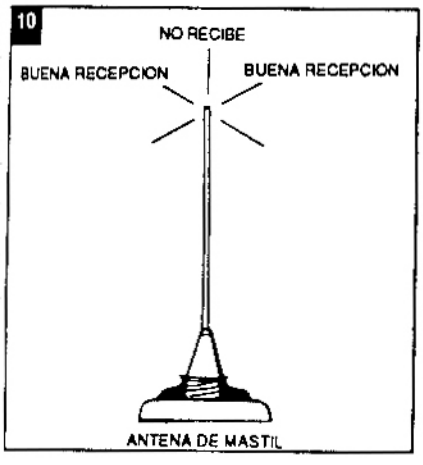


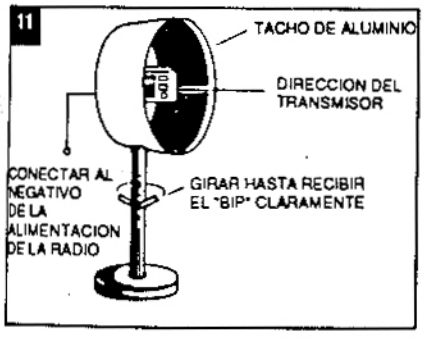


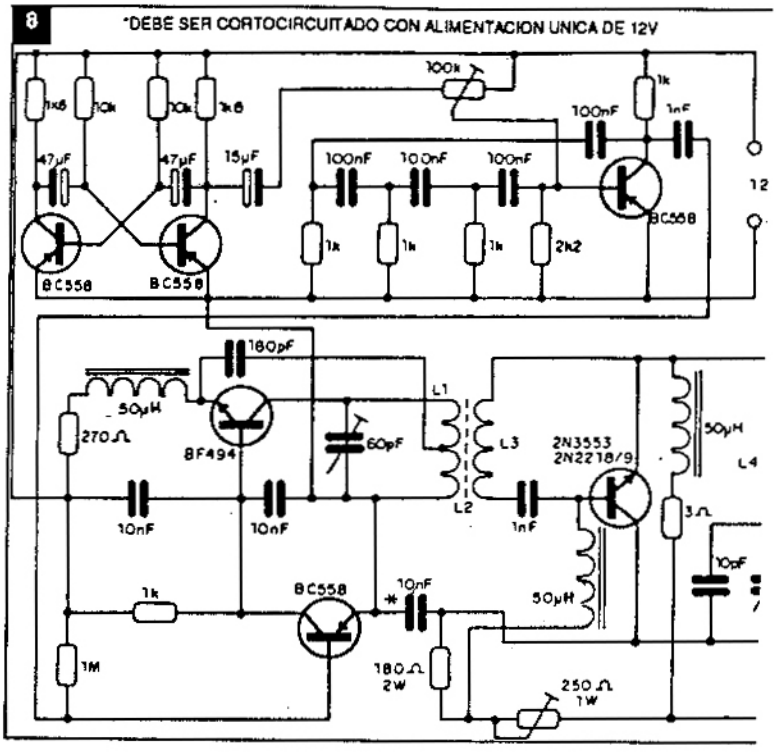


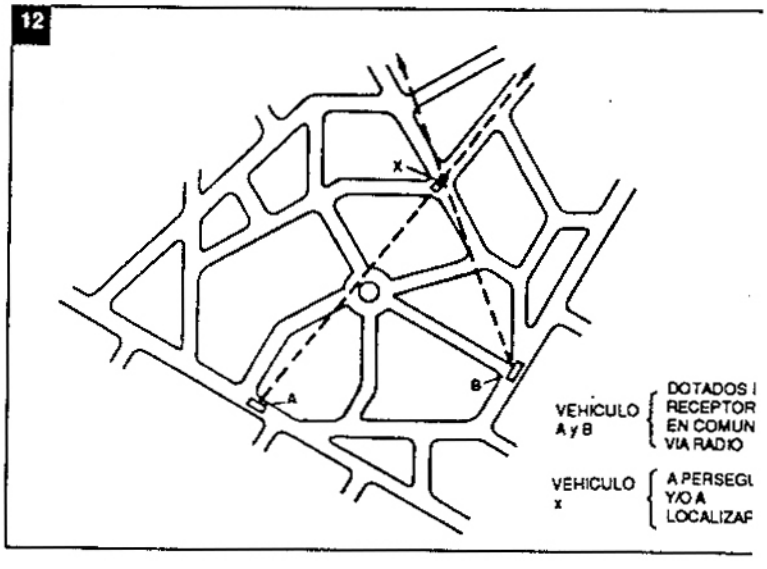












tación algo original, pero eficiente (figura 11).

De esta manera, se gira el recipiente de aluminio hasta que se reciba el "bip" fuerte y sin chillidos. En estas condiciones, la boca del recipiente apunta directamente en la posición del transmisor.

Con un segundo receptor, preparado de la misma manera en otro vehículo (en contacto los dos mediante un transceptor) se puede definir con exactitud la posición del vehículo perseguido, trazando simplemente en el mapa de la ciudad las dos direcciones detectadas. El punto en que se cruzan las dos direcciones indican la posición del transmisor (figura 12).

Esta técnica para "marcar" un vehículo con un "bip" no sólo sirve para una persecución estilo "película de espías" sino también es un buen medio para proteger su propio auto contra robos. Se puede instal de alarma, que acciona el trar nectar el encendido del auto (escondida para desconectarlo).

El ladrón, al poner en func auto, no desconfiará de nada, ciona bocinas ni corta el encen graciadamente en algunos cas para impedir el robo. ¡Bastará dio de OC preparada, y lanzars su auto! O

EL 4018

Este elemento de la familia CMOS consiste en un divisor de 2 a 10 que puede usarse en los proyectos de contadores programables, sintetizadores de frecuencia, relojes y muchos otros equipos digitales. En este artículo analizamos este componente, dando sus características, sus limitaciones y posibilidades con muchos ejemplos de proyectos y aplicaciones. Para los que trabajan con circuitos integrados CMOS, este artículo complementa otros de la misma serie en que vimos otros miembros de la familia.

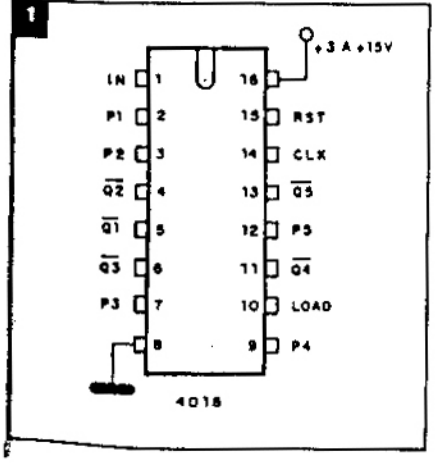
Por Newton C. Braga

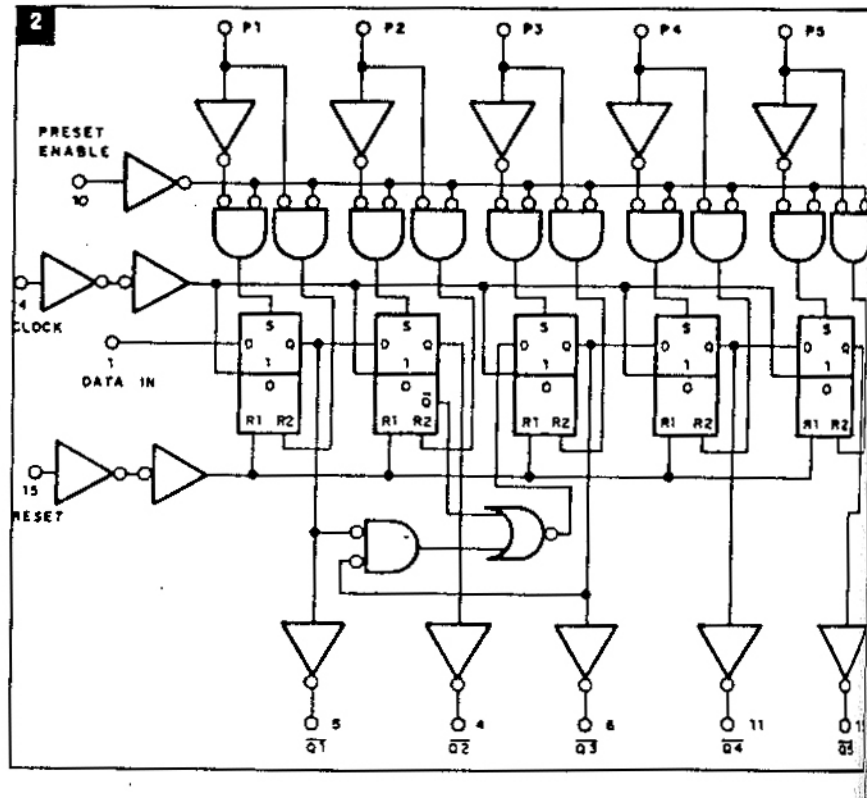
El circuito integrado 4018 (también presentado con siglas que se refieren al fabricante, como CD4018, HC4018, entre otros) consiste en un contador-divisor por N "preseteable", proyectado para ser usado con otros elementos de la familia CMOS en equipos digitales diversos.

Este integrado es presentado en cubierta DIL de 16 pins, cuyo aspecto es mostrado en la figura 1.

En la figura 2 tenemos su circuito equivalente interno, con la observación que el pin 16 corresponde al Vdd variable de 5 a 16V y el pin 8 corresponde al Vss de 0V o tierra.

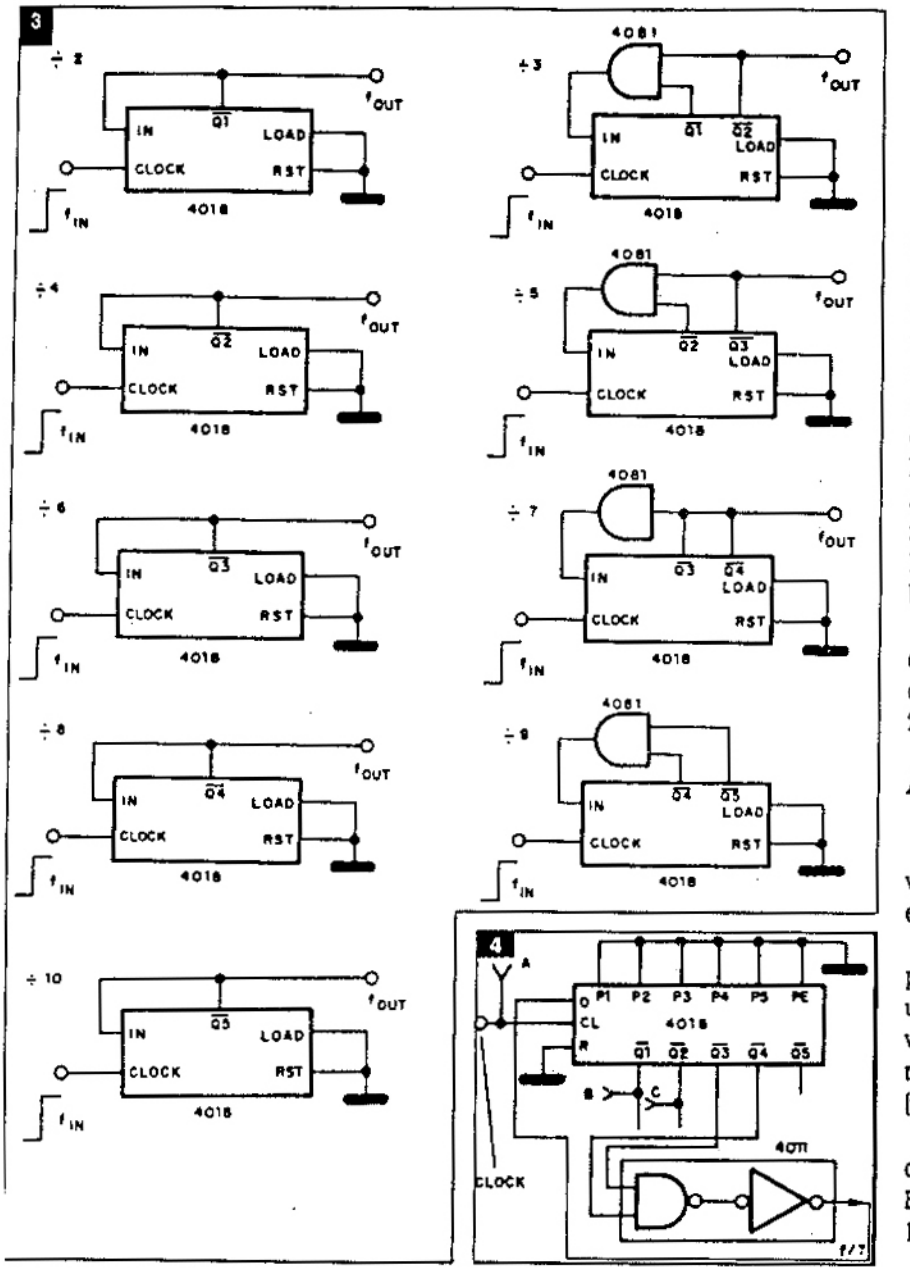
En la frecuencia de 1MHz con tensión de alimentación de 5V este integrado consume solamente 0,4mA de corriente y con tensión de 10V su consumo es de 0,8mA.





Este integrado constituye básicamente un contador en anillo, que puede ser programado externamente para producir divisiones de 2 hasta 10. En la división por números pares, no se necesita ningún circuito externo adicional y en la salida se obtiene una señal cuadrada, mientras que en la división por números impares, serán necesarias puertas externas y la señal tendrá una forma cuadrada pura.

Para que el mismo funcione, es preciso hacer una programación a través de la entrada IN. Así, en la operación normal, las entradas Reset y Load son conectadas a la



tierra y a cada pulso positivo (transición de 0 para +Vdd) del clock, el contador avanza una unidad.Las divisiones son hechas por las siguientes interconexiones:

5 al IN - división por 10
4 y 5 al IN - división por 9 (*)
4 al IN - división por 8
3 y 4 al IN - división por 7 (*)
3 al IN - división por 6
2 y 3 al IN - división por 5 (*)
2 al IN división por 4
1 y 2 al IN - división por 3 (*)
1 al IN - división por 2

En la fig. 3 tenemos todos los circuitos divisores, observándose que para la división por números impares se usan las puertas 4081 en la realimentación. Cuando se lo conecta como contador hasta 10, el 4018 presenta esta tabla de estado:

Conteo	$\overline{Q1}$	$\overline{Q2}$	$\overline{Q3}$	$\overline{Q4}$	$\overline{Q5}$
0	1	1	1	1	1
1	0	1	1	1	1
2	0	0	1	1	1
3	0	0	0	1	1
4	0	0	0	0	1
5	0	0	0		
6	1	0	0		
7	1	1	0		
8	1	1	1		
9	1	1	1		

Internamente, el 4018 pc flops que pueden ser conectad contador Johnson de 2 a 5 et etapa posee salidas "bufferizad mentarias (Q). Para el preset, c data, el circuito integrado pos apropiadas que son identific diagrama interno. Aplicando e la entrada de reset, el contadc a la condición de entrada para ro, o sea, todas las salidas v HI). Para cargar el contador basta hacer la entrada Load pc

La frecuencia máxima de c este integrado con alimentació de 5MHz y con 5V de alir 2,5MHz.

Aplicaciones

Además de los circuitos d vimos en la figura 3, es posibl el 4018 de otras formas (figura

En esta configuración divi por ejemplo, la puerta de rea usada es del tipo 4011 para ol visor por 7 y el integrado cue mente hasta 3, cuando sus sal (ver tabla 1) van a los niveles (

En este momento, el 4011 ción, llevando la entrada Dat En esta forma, el contador pa 1000, en lugar de 0000.

La tabla 2 se da para un cc 7, sería la siguiente:

Conteo	$\overline{Q1}$	$\overline{Q2}$
0	1	1
1	0	1
2	0	0
3	0	0
4	1	0
5	1	1
6	1	1

Para un contador normal driamos la tabla 3:

Conteo	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5
0	1	1	1	1	1
1	0	1	1	1	1
2	0	0	1	1	1
3	0	0	0	1	1
4	0	0	0	0	1
5	1	0	0	0	0
6	1	1	0	0	0
7	1	1	1	0	0

Generador de 3 fases

Se pueden obtener señales desfasadas 120 grados unas con otras con la configuración simple mostrada en la figura 5 y que emplea solamente un 4018.

El 4018 es conectado como un divisor por 6, lo que significa que la frecuencia aplicada en la entrada debe ser 6 veces la frecuencia que se desea en la salida. Los pulsos rectangulares obtenidos son desfasados entonces 120 grados.

Síntesis digital de señales senoidales

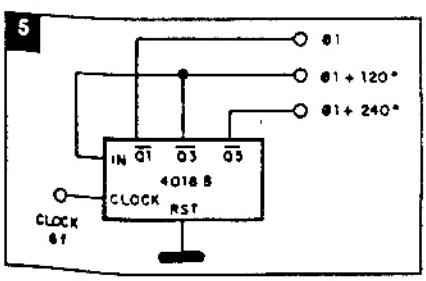
Las 5 salidas de los flip-flops internos al 4018 pueden ser usadas simultáneamente para la síntesis de señales a partir de un clock que produzca una señal rectangular de entrada.

Se parte, entonces, de un contador hasta 10 y las salidas de los flip-flops sintetizan cada nivel de tensión en secuencia, de modo de formar una senoide.

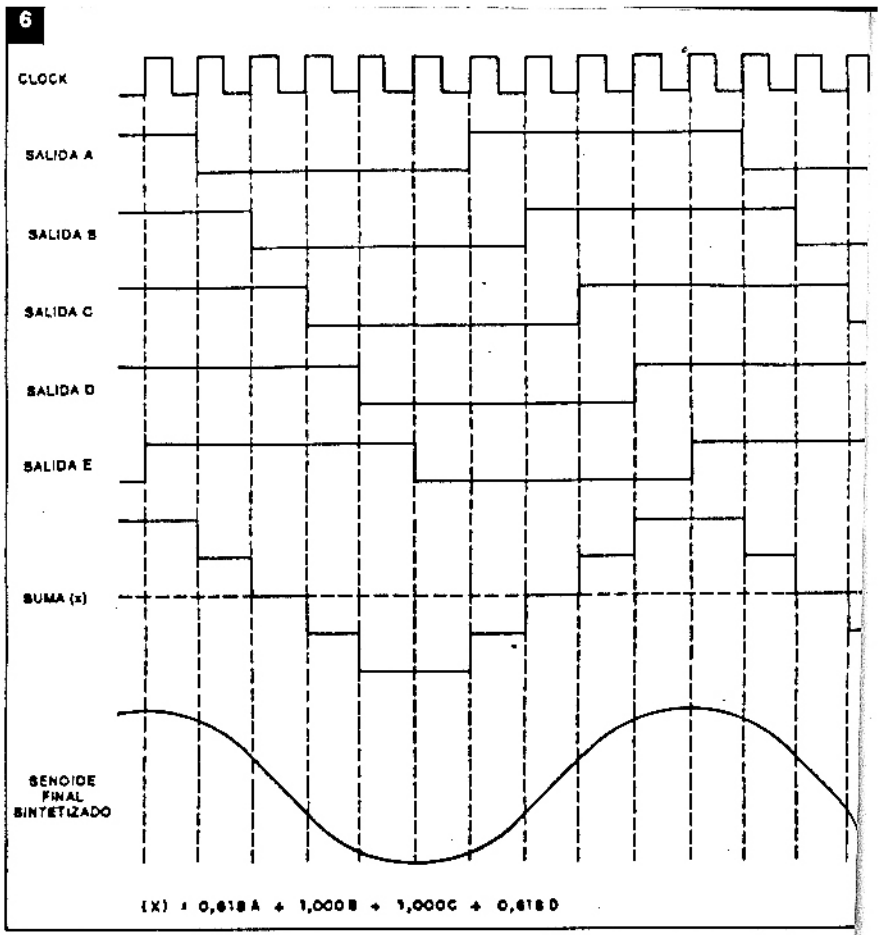
Las proporciones que cada salida contribuye al nivel de señal senoidal es dada por la siguiente relación:

$\overline{Q1}$	1,618
$\overline{Q2}$	1,000
$\overline{Q3}$	1,000
$\overline{Q4}$	1,618

5



6



De esta forma, cuando la salida Q1 está activada, tenemos un nivel 1,618 de tensión en la salida. Cuando las salidas Q1 y Q2 están activadas, tenemos 2,618. Cuando Q1, Q2 y Q3 están activadas, tenemos 3,618. Cuando las 4 salidas están activadas, tenemos 5,236 del nivel máximo de tensión. Este es el pico positivo. A partir de ahí, con la desactivación de la salida 1 y manteniéndose las salidas Q2, Q3 y Q4 activadas, tenemos 3,618 y después, solamente con Q4 activada, volvemos al nivel mínimo de 1,618.

Las formas de onda sucesivas y sintetizadas pueden ser vistas en la figura 6.

Evidentemente, la forma de onda pura obtenida en la salida del integrado posee transiciones abruptas en 10 puntos, que deben ser removidas si queremos una senoide perfecta. Esto se consigue con un filtro pasa-bajos que retira las armónicas altas de la señal, llevando la salida a una forma más suave que caracteriza la senoide.

El circuito completo con el filtro ap rece en la figura 7.

Este circuito puede producir señales la banda de 500 a 2.500Hz. La intensid de la señal de salida es de 0,8 Vpp, pa una alimentación de 5V.

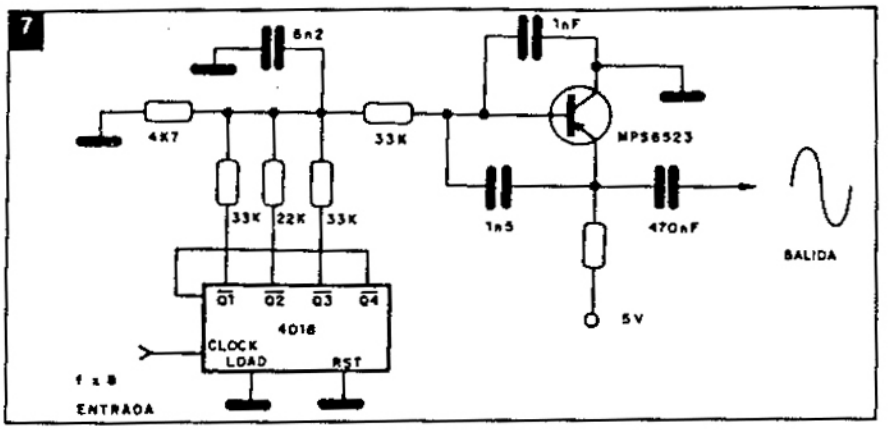
Senoides con menos puntos de sintes se pueden obtener con divisiones por 6 u como muestran los circuitos de la figu 8.

Dado electrónico

Una aplicación "recreativa" del 40 aparece en la figura 9, en que tenemos "dado electrónico".

Cada uno de los 4018 excita 7 leds son dispuestos en la configuración recuerda la faz de un dado. Dos puertas un 4011 complementan el circuito p obtener la configuración necesaria a efectos deseados.

El clock consiste en un 555, que pro



ce un número aleatorio de pulsos cuando se activa el interruptor de presión.

Cuando se suelta este interruptor de presión, los leds pararán en una configuración que depende del número de pulsos y que, por lo tanto, es imprevisible. La alimentación del circuito puede hacerse con tensiones de 6 ó 9V.

Vea que los 4018 son conectados de modo que formen contadores hasta 6, ya que éste es el número de faces de un dado y por lo tanto, el número de combinaciones de cada uno.

Vea también que el segundo módulo es excitado por el primero, de modo de garantizar que el conteo no sea del mismo número de ciclos siempre y prolongando así las combinaciones por secuencia.

El integrado usado debe ser el 4018B, porque los tipos A (antiguos) no consiguen excitar convenientemente los leds.

Contadores programables y contadores divisores por N

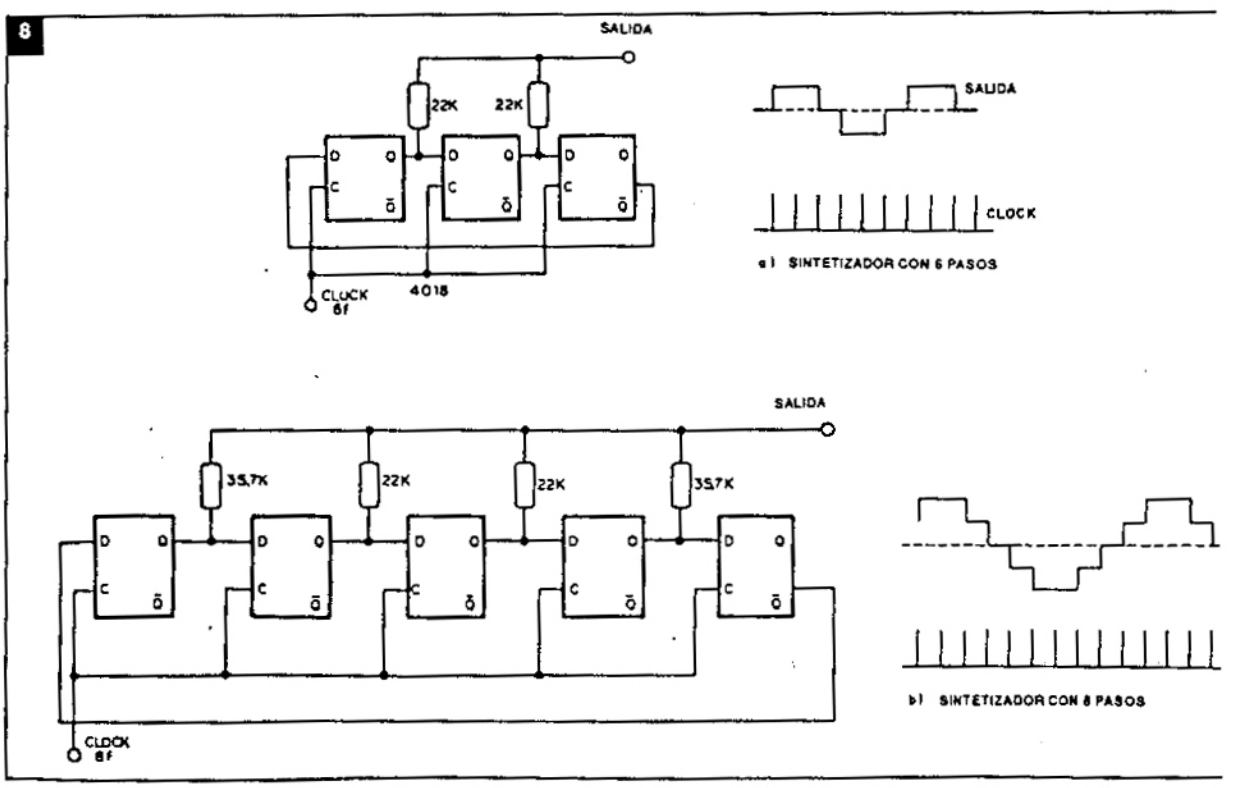
Una aplicación más compleja del 4018 es como divisor programable de 2 a 999, mostrado en la figura 10.

La frecuencia obtenida en l
este circuito será la frecuencia
dividida por un número enterc
demos ajustar para valores er
(el circuito puede ser expandic
cer divisiones por números m
mo por ejemplo 9999 ó 99999, r
se la velocidad máxima de op
los integrados).

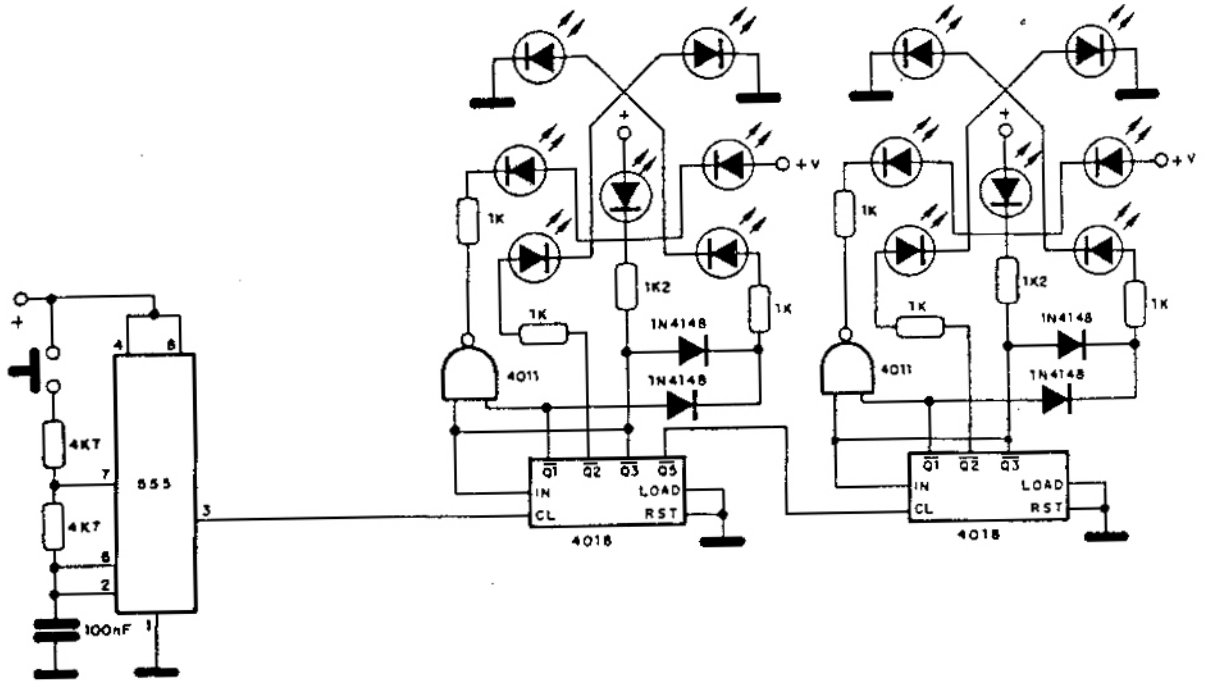
Las llaves de 1 polo x 10 pc
jan los dígitos del número por
hace la división. Se pueden u
"Patola" o equivalentes para
dad. La tabla 5 muestra las
que se hacen (al Vdd o tierra) pa
gito del conteo.

Los resistores en las salidas
ner valores entre 10k y 1M. To
tradas no usadas del 4018 son
a la lógica 1, y las entradas no
4002 deben ser conectadas a la l

Las llaves de programa son
de tal forma que, en la posici
mos la posición de conteo 0 del
en la posición 8, tenemos el con
en adelante. De esta forma, e
cuenta hasta el valor programa
resetea, comenzando un nuevo



9


+V
1K
1K2
1K
1N4148
1N4148
4011
4018
IN
CL
LOAD
RST
555
4K7
4K7
100nF

10

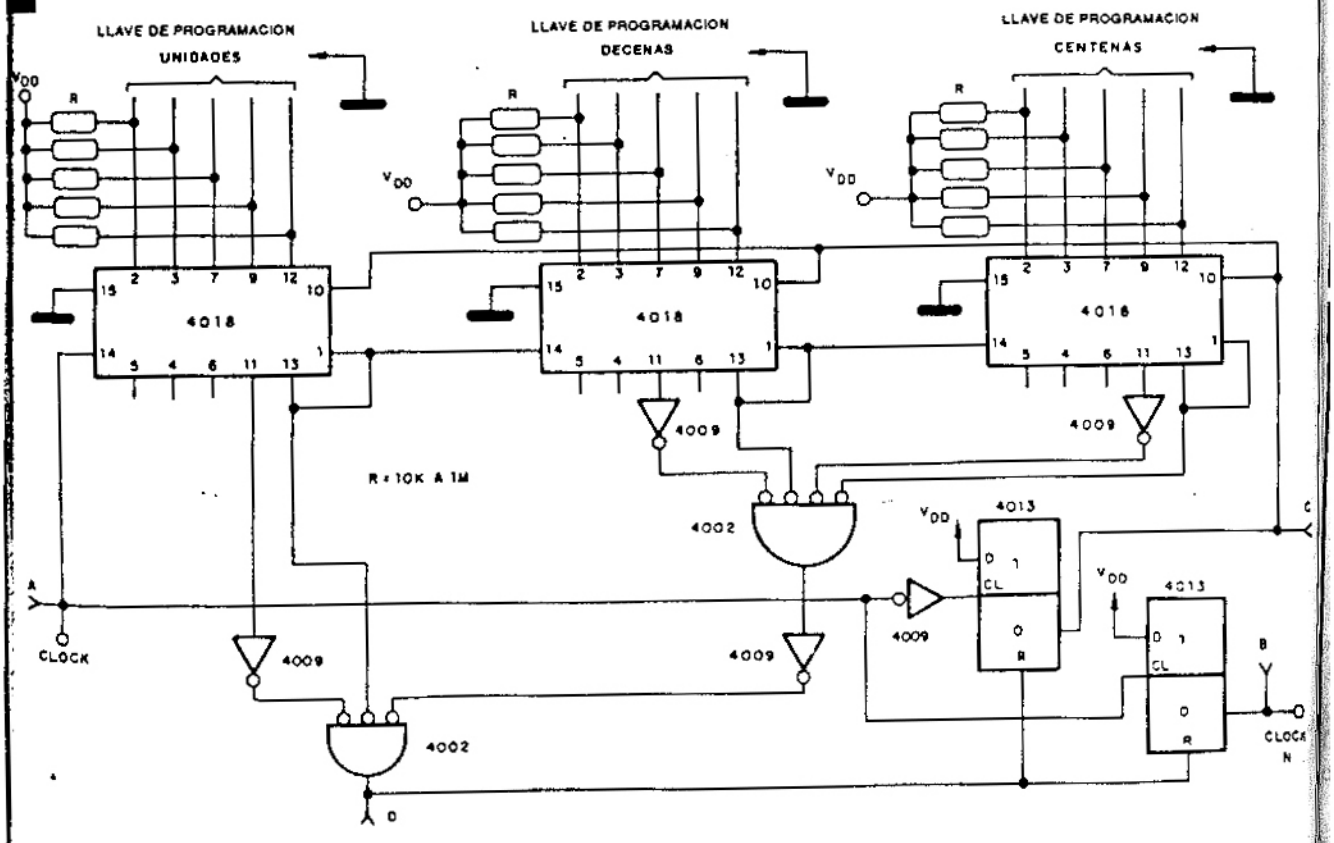

LLAVE DE PROGRAMACION
UNIDADES
LLAVE DE PROGRAMACION
DECENAS
LLAVE DE PROGRAMACION
CENTENAS
VDD
R
4018
4009
4002
4013
R = 10K A 1M
CLOCK
A
B
C
D

Tabla 4

Posición de la llave	Conteo	a) Primera década (unidades)					b) Segunda década (decenas)					c) Tercera (cente		
		$\overline{Q1}$	$\overline{Q2}$	$\overline{Q3}$	$\overline{Q4}$	$\overline{Q5}$	$\overline{Q1}$	$\overline{Q2}$	$\overline{Q3}$	$\overline{Q4}$	$\overline{Q5}$	$\overline{Q1}$	$\overline{Q2}$	$\overline{Q3}$
9	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
8	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1
7	2	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1
6	3	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0
5	4	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0
4	5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	6	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
2	7	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0
1	8	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1
0	9	1	1	1	1(*)	0(*)	1	1	1	1(*)	0(*)	1	1	1

(*)Estas señales del conteo 9 proporcionan el strobe preset.

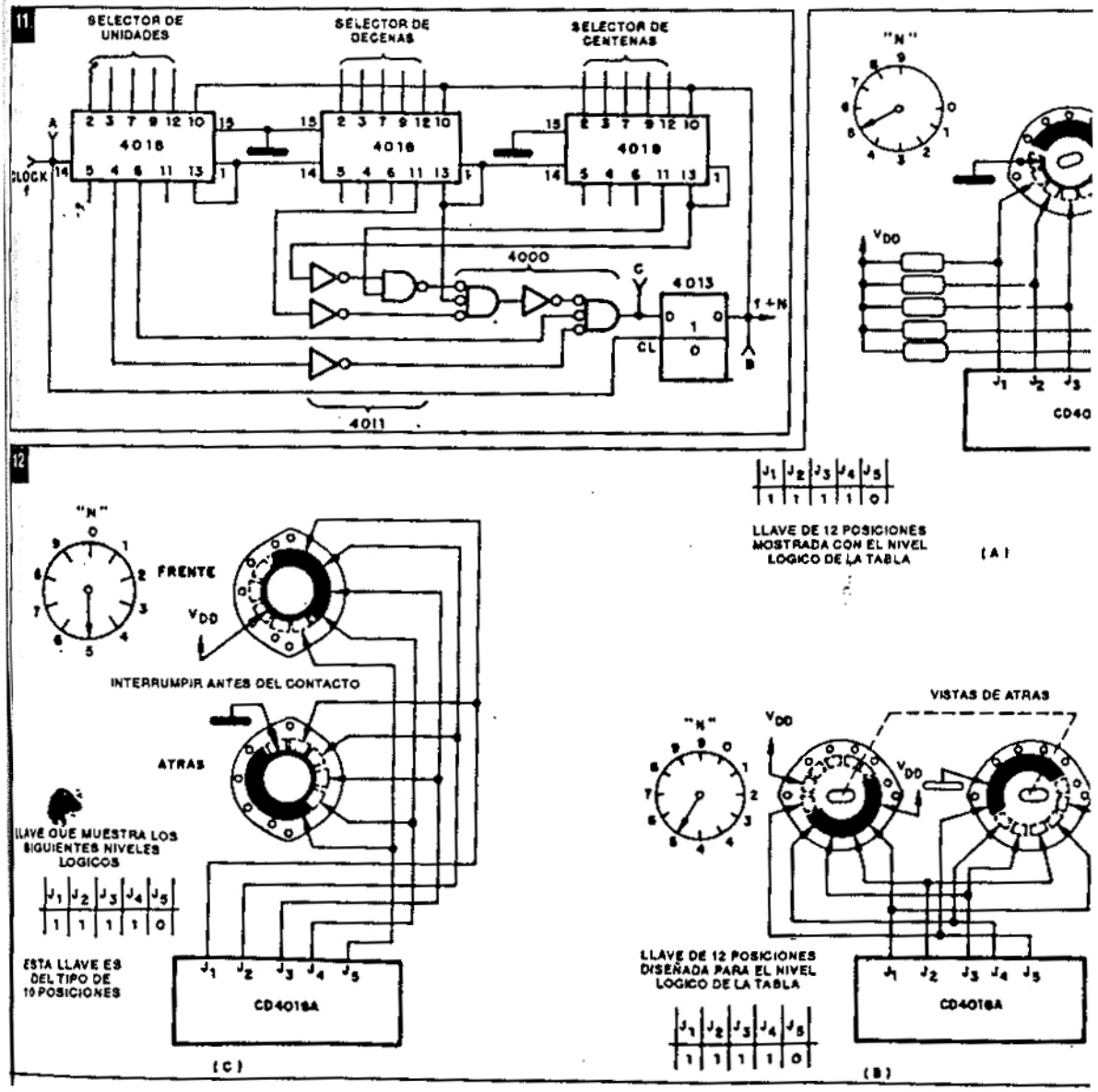


Tabla 5

Posición de la llave	Conteo	a) Primera década (unidades)					b) Segunda década (decenas)					c) Tercera década (centenas)				
		$\overline{Q1}$	$\overline{Q2}$	$\overline{Q3}$	$\overline{Q4}$	$\overline{Q5}$	$\overline{Q1}$	$\overline{Q2}$	$\overline{Q3}$	$\overline{Q4}$	$\overline{Q5}$	$\overline{Q1}$	$\overline{Q2}$	$\overline{Q3}$	$\overline{Q4}$	$\overline{Q5}$
9	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
8	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1
7	2	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1
6	3	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
5	4	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1
4	5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	6	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
2	7	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0
1	8	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0
0	9	1	1	1	1(*)	0(*)	1	1	1	1(*)	0(*)	1	1	1	1(*)	0(*)

(*)Observe estas posiciones de habilitación del preset para realimentar y reiniciar el conteo

La frecuencia máxima de entrada sugerida para este circuito es de 4MHz. Para una configuración más rápida, que puede admitir hasta 6MHz en la entrada tenemos el circuito de la figura 11.

En este arreglo periférico se usan CMOS como el 4011, 4000 y 4013.

En la figura 12 tenemos detalles de llaves de programación rotativas usadas en los proyectos indicados, según RCA.

Los resistores conectados al Vdd tienen por finalidad prevenir fluctuaciones de las entradas en las conmutaciones. Para los casos en que no existe espacio para los resistores o bien se desea su eliminación, existe la posibilidad de la conexión mostrada en (b) y también en (c). ✪

Bibliografías:

RCA Databook - CMOS Integrated Circuits - 1983

RCA Databook COS/MOS Digital Integrated Circuits - 1972

RCA - Aplication Note ICAN-6498 CMOS Cookbook - Don Lancaster - 1982

CONOCIENDO LA BOBINA HIBRIDA

1ª Parte

La idea de este trabajo es mostrar en forma didáctica el funcionamiento, la importancia y las aplicaciones de las bobinas híbridas en el campo de las comunicaciones, buscando informar a todos los que, de una u otra forma, se dedican a ese ramo de la ciencia relativamente moderna.

Por Aquilino R. Leal

La bobina híbrida es un dispositivo usado en telefonía para realizar la transición entre circuitos de 2 cables y de 4 cables y viceversa. Este dispositivo recibe denominaciones tales como: "dispositivo híbrido", "terminación de 2/4 cables", "transformador diferencial", "unión híbrida", "conexión híbrida" o simplemente "híbrida".

En una línea telefónica de gran longitud se hace necesario el uso de repetidores, pues la señal transmitida es fuertemente atenuada por la línea. Por otro lado, los repetidores de señal de las líneas telefónicas son, generalmente, constituidos por amplificadores unidireccionales (funcionan en un sentido de transmisión) y para ser utilizados en circuitos bifilares necesitan del auxilio de las bobinas híbridas; para instalar un repetidor en una línea de 2 cables, se debe emplear una híbrida en cada lado del punto de repetición e insertar entre ellas una corta sección de 4 cables, donde serán instalados los amplificadores. El diagrama en bloques de la figura 1 muestra la configuración descripta.

En los circuitos de larga distancia, donde se emplean circuitos de 4 cables, las bobinas híbridas no serán necesarias en los puntos de conmutación local cuya entrada se hace de 2 cables.

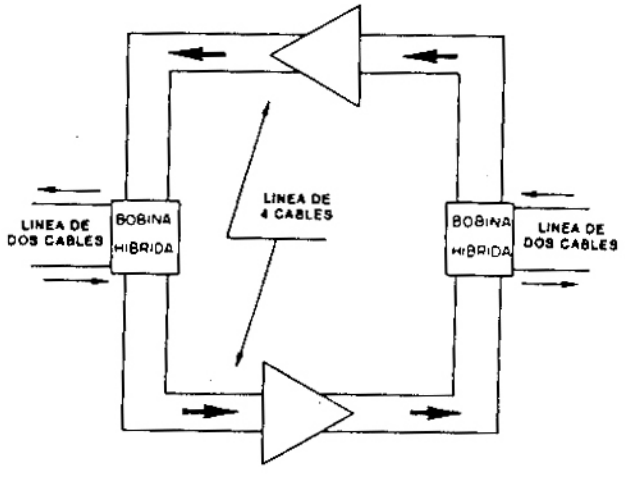
Mientras tanto, las uniones híbridas provocan una disminución en la calidad de la transmisión, existiendo entonces una solución de compromiso entre la calidad superior de los circuitos de 4 cables y el menor costo de los circuitos bifilares. En muchas conexiones de larga distancia, una llamada pasa a través de varias híbridas y la calidad de la señal sufre el efecto de la suma de las imperfecciones provocadas por estos dispositivos pasivos.

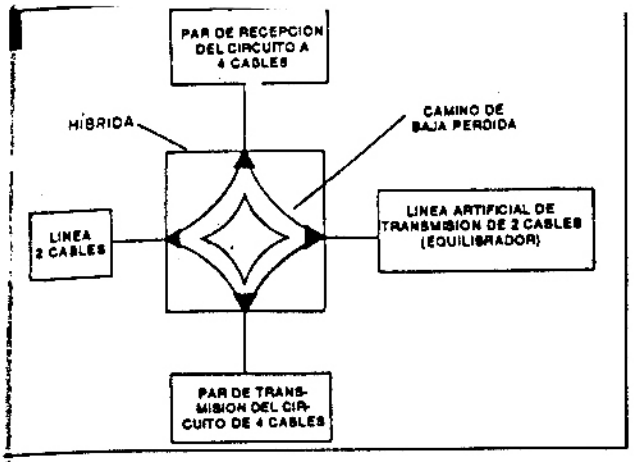
Las bobinas híbridas, construidas de modo que funcionen según el "principio del puente de impedancias" pueden ser de tres tipos:

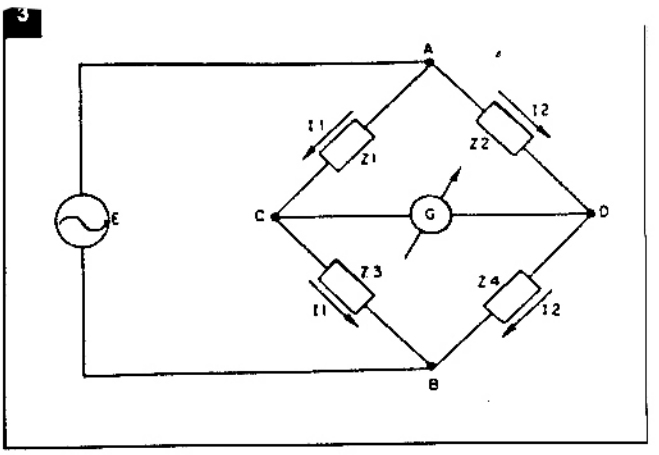
- transformador diferencial,
- dispositivo a resistencia, y
- acoplador híbrido.

Cada uno de estos tipos ser en forma separada, princip. "transformador diferencial' constituido por transformador cos; el "dispositivo a resisten hibrida de elementos resistiv tos en forma de puente de Whe nalmente el "acoplador híbrido' positivo constituido de guías ampliamente usado en la banda croondas.

1







Antes de cualquier aclaración sobre stos tres tipos, conviene describir, en rma relativamente suscinta, el funcioamiento de la bobina híbrida, independentemente del tipo.

La bobina híbrida puede ser considerda como una simple red de elementos ovista de 4 pares de terminales, según el agrama presentado en bloques en la fiura 2.

Las bobinas híbridas están formadas or circuitos que permiten un camino de aja pérdida entre pares de terminales uestos. Con esto la señal circulará liremente por los terminales vecinos y no odrá pasar por los terminales opuestos. sea, no hay interacción entre los terminales opuestos de la híbrida.

En la entrada de la híbrida la señal se ivide de modo que la potencia se aplica ualmente a ambos terminales vecinos. nmediatamente partes de la potencia, de ases opuestas, se recombinan de modo ue se anulan y no ofrecen potencia al erminal opuesto.

En la disposición usual de los sistemas telefónicos los ramales de transmiión y recepción de los circuitos de 4 cables se conectan en terminales opuestos e conexión híbrida; otra de las 4 terminaciones es conectada a la línea bifilar y a última a un circuito equilibrador cuya unción es provocar un proceso de anulaión de potencia, figura 2.

El principio de funcionamiento de una obina híbrida es el mismo del puente de mpedancias: si el puente está equilibrado, la colocación de un galvanómetro entre los puntos C y D (figura 3) no acusará presencia de corriente, o sea, no circula corriente entre esos puntos. Se puede establecer la siguiente correspondencia entre el puente de Wheatstone (figura 3) y la híbrida de la figura 2:

A - B: terminales de recepción de 4 cables
C - D: terminales de transmisión de 4 cables
B - C: terminales de la línea de 2 cables
A - D: red de equilibrio (equilibrador)

La bobina híbrida teórica, o ideal, presenta pérdida infinita entre los terminales opuestos, proporcionando así una completa separación entre los ramales de los circuitos de 4 cables. Por otro lado, no hay pérdida entre los terminales contiguos, por los cuales la señal pasa, sin ninguna atenuación, desde la línea de 2 cables hasta el ramal de transmisión de 4 cables o desde el ramal de recepción de 4 cables a la línea bifilar.

Como en la práctica nunca se consigue obtener un redimiento perfecto las bobinas híbridas son juzgadas por su grado de aproximación con la híbrida ideal.

El aislamiento, no perfecto, entre los ramales de transmisión y recepción de una línea de 4 cables se denomina "pérdida transhíbrida", y cuanto mayor sea ésta mejor será la calidad de la bobina híbrida.

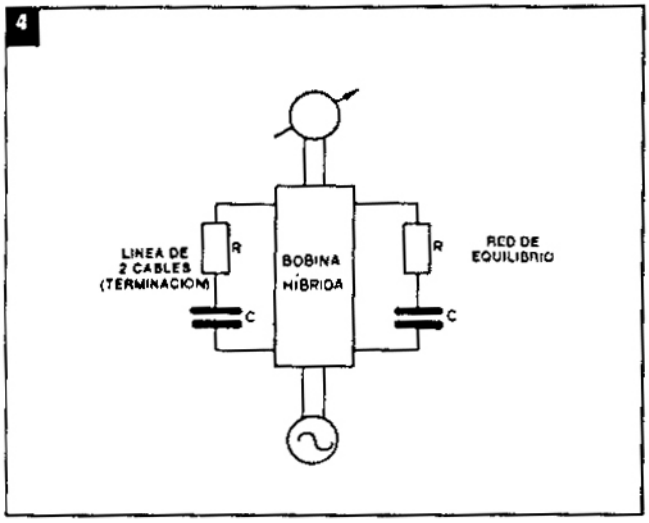
Como una elevada pérdida transhíbrida tiene relación directa con el equilibrio que se obtiene entre los ramales opuestos de la híbrida, esta pérdida también es conocida por "equilibrio transhíbrido".

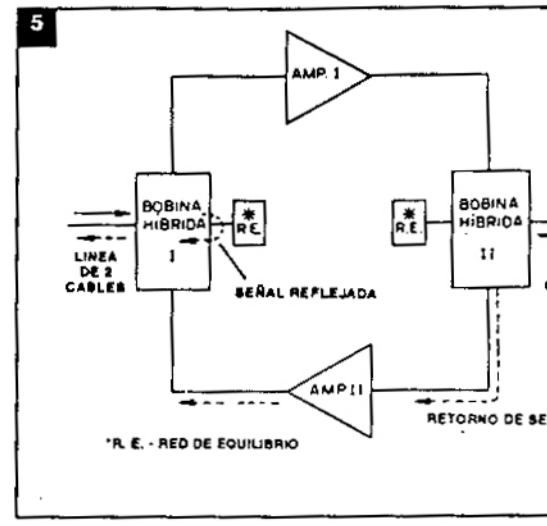
La medición de la pérdida transhíbrida se realiza a través de la inyección de una señal, normalmente de 0dBm y la frecuencia de 1kHz, en el ramal de transmisión de 4 cables y se mide la potencia de esa señal en el ramal de recepción de 4 cables de la híbrida, debiéndose esperar por lo menos una lectura 40dB inferior a la potencia de la señal inyectada. La figura 4 muestra una disposición típica para la medición de la pérdida transhíbrida.

De forma análoga se define la "pérdida de inserción": es la pérdida entre las líneas de 2 y 4 cables de una bobina híbrida real.

Cuando la pérdida transhíbrida es baja, una cierta parte de la potencia que llega al ramal de recepción de 4 cables escapa por el dispositivo híbrido, pasando al ramal de transmisión. Esta energía de la señal aparece en forma de "eco" en el otro extremo de la línea de 4 cables. La figura 5 muestra cómo se produce ese escape en un punto repetidor de una línea bifilar.

Si la pérdida en este circuito cerrado ("loop" de eco) es mayor que la ganancia de los amplificadores, el eco se desvanecerá. Pero si la magnitud de la pérdida es igual a la de la ganancia, el eco puede circular varias veces por el "loop" antes de desaparecer, produciendo una oscilación amortiguada, dando la impresión de que se está hablando dentro de un barril, con sonido hueco y cavernoso. Finalmente, cuando la ganancia del "loop" es superior a la pérdida, el eco no desaparece sino que continúa aumentado y tiende a perpetuarse, actuando de la misma forma que un





amplificador con realimentación positiva; esta oscilación, que se conoce como "silbido" o "ruido" produce un sonido continuo en el receptor del auricular impidiendo la conversación.

La híbrida también puede producir eco al reflejar por la línea de 2 cables, vea la figura 5. Esta reflexión ocurre por cualquier irregularidad de impedancia; o sea, si la impedancia de entrada de la híbrida deja de adaptarse a la impedancia característica de la línea bifilar, parte de la potencia de la señal regresará a su procedencia en lugar de pasar por la conexión. Es fácil percibir entonces que la red es de primordial importancia paara las conexiones híbridas.

Como se puede verificar, la magnitud de la reflexión de la potencia depende, principalmente, del grado de adaptación de la red de equilibrio de la bobina híbrida con la impedancia de la línea bifilar. La "cantidad" de adaptación se expresa como "pérdida de retorno" o "pérdida por retorno", que es la relación en dB, entre las potencias de las señales transmitidas y recibidas en un mismo punto. Por ejemplo, en la figura 5, la señal total reflejada por la híbrida I en la línea de 2 cables, es igual a la suma de la señal reflejada debido a la pérdida de retorno entre la línea bifilar y la red de equilibrio de la híbrida I, y la señal que pasa por la híbrida II en dirección a la híbrida I debido a una reducción de la pérdida transhíbrida de II provocada por la pérdida de retorno entre la línea de 2 cables y la red de equilibrio conexión híbrida II.

Del punto de vista del abonado, el sonido agudo (ruido) y el eco constituyen el par de defectos más graves de la comunicación telefónica; además que la oscilación del circuito puede sobrecargar los amplificadores u otros dispositivos que sirven a dos o más circuitos, perjudicando el rendimiento de varios "canales" simultáneamente: el "ruido" también puede ocasionar diafonía entre los canales vecinos.

Por esas razones, el rendimiento de las bobinas "híbridas" es especificado con referencia al eco y "ruido", teniendo en vista la estrecha relación existente entre las híbridas y esos factores.

La pérdida de retorno de eco es considerada como la medida de los valores de las pérdidas medidas en la banda de 500Hz a 2500Hz que corresponde a la banda donde el eco se hace más evidente, ya que la mayor sensibilidad del receptor del monofono se sitúa en las frecuencias medianas de voz.

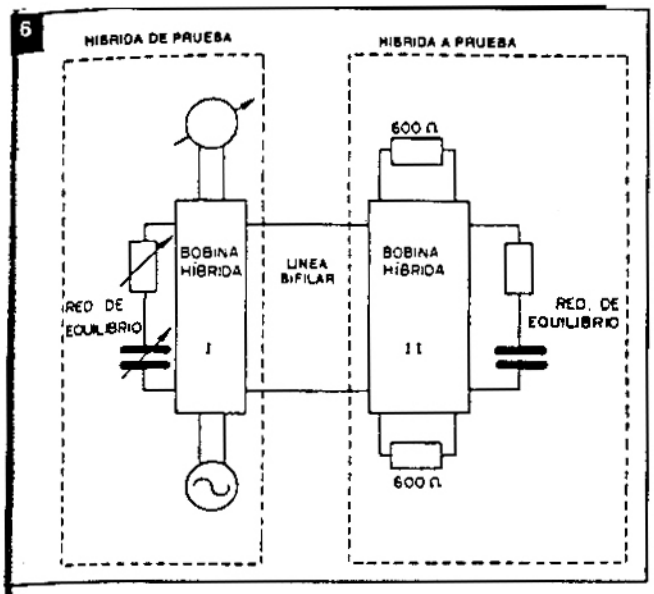
Diversos estudios permiten establecer que los abonados toleran un eco más intenso cuando éste sigue más proximo de la señal principal. Así, un eco de determinada magnitud es más perceptible a medida que aumenta el retardo entre el mismo y la señal. Por lo tanto, el problema del eco se acentúa en las líneas de gran longitud donde el tiempo de propagación es mayor; en tales líneas también existe la posibilidad de que se presenten más irregularidades de impedancia que producir

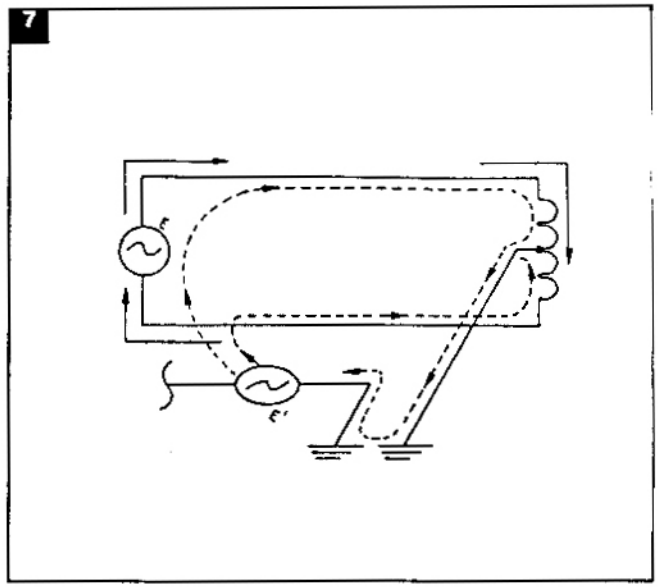
En la figura 6 se ve una disp pica para medir la pérdida de la híbrida II, entre la línea bifil de equilibrio en la cual el resul medición depende, principalme calidad de terminación que unión híbrida II en la línea de 2

En esa disposición, figura 6, un oscilador y medidor de niv metro), en los dos lados de 4 c bobina híbrida de prueba (I); el cables de la híbrida II que está e Los lados de 4 cables de la bobi II son terminados por resistenc activas de 600 ohm, aunque la equilibrio sean constituidas po sistencia en serie con un capacit

La condición ideal es que n medidor parte alguna de la pote señal pero, en la práctica, sie para el "medidor" parte de la p la señal transmitida por el oscil parte que llega al medidor depe exactitud de la adaptación de cias entre la impedancia de la re librio en la unión híbrida II. desequilibrio entre la primera la terminación de 2 cables en I un regreso de energía en direc unión I que será detectada por el

En las mediciones, la tende autooscilación de los circuitos s ca como margen de "ruido" que es da total en el "loop". O, en otras el margen de "ruido" es la gan





debe agregarse a un determinado circuito para que se produzca la oscilación. La frecuencia donde comienza a surgir la oscilación, a medida que la ganancia aumenta, se denomina "frecuencia crítica". Esta frecuencia se sitúa generalmente, entre 250Hz o entre 2500Hz y 3400Hz, o sea, dentro de la banda útil de voz, pero fuera de la gama de eco que es de 500Hz a 2500Hz. La frecuencia crítica, por otro lado, tiene, generalmente, valor próximo a los extremos de la banda de voz que es donde la pérdida de retorno se vuelve menor.

Además de los factores mencionados existe otro factor que se debe tener en consideración cuando se hace la selección de las terminaciones 2/4 cables: es el "equilibrio longitudinal".

En los sistemas telefónicos, (onda portadora) son conducidos por una línea de transmisión equilibrada (o balanceada) que consiste en dos conductores colocados a un mismo potencial eléctrico en relación a tierra. La corriente de las señales transmitidas circula en sentidos opuestos por los conductores en cuanto la interferencia por inducción produce corrientes longitudinales que circulan en el mismo sentido por ambos cables, como muestra la figura 7; donde E representa el generador de la señal, E' representa el origen de las perturbaciones cuyas corrientes perturbadoras fueron representadas en forma punteada, recibiendo el nombre de corrientes longitudinales mientras las de la señal (en trazo continuo en la figura 7) son designadas como corrientes transversales.

Estando la línea en perfecto equilibrio, las corrientes longitudinales se anulan en el circuito transversal, pues buscan un camino de retorno por tierra; cualquier desequilibrio que se presente convierte parte de la corriente longitudinal en transversal, produciendo interferencia en la señal transmitida. Si el camino a tierra es realizado por el primario de un transformador híbrido, puede haber un desequilibrio debido a cualquier variación entre las secciones del bobinado, como por ejemplo, un diferente número de espiras.

Por lo que hemos presentado, se observa que el grado de equilibrio longitudinal que posee un transformador diferencial constituye una medida de la forma con que el transformador resiste a la interferencia.

El equilibrio longitudinal es generalmente especificado en decibeles (dB), por ejemplo, un valor de 50dB significa que la interferencia total, que no es anulada por el transformador, es inferior en 50dB al nivel de señal útil.

El equilibrio longitudinal también puede ser indicado en ohms, y en este caso, se denomina "Zd" (impedancia desequilibrada) y constituye una medida directa de la irregularidad entre el par de secciones del bobinado de los transformadores. En general, un valor de Zd igual a 0,5 ohm es considerado satisfactorio para las líneas de 600 ohm.

Al usar bobinas híbridas la resistencia, cualquier desequilibrio que se produzca en la línea de dos cables aparecerá en los dos lados del circuito a cuatro cables. En muchos casos hay necesidad de utilizar transformadores de aislamiento (relación 1:1) para solucionar este inconveniente. Entonces, en estos casos, es más práctico usar directamente un transformador diferencial.

El grado de equilibrio longitudinal se puede expresar por:

$$E.L. = 20 \log \left| \frac{E'}{E} \right| dB \qquad (1)$$

donde:

E' - tensión longitudinal (originadora de la perturbación)

E - tensión transversal (señal originada debido a la perturbación)

Además de las características ya mencionadas existen otras que no dejan de ser importantes como: resistencia eléctrica de los bobinados, inductancia, factor Q, capacidad entre terminales y entre bobinados, resistencia de aislamiento a la corriente continua, rigidez dieléctrica, etc.

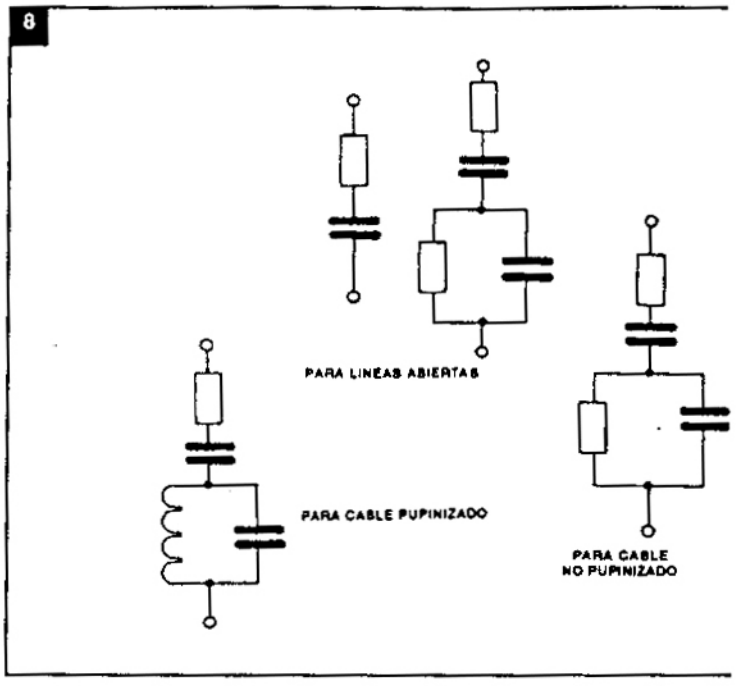
Estas características también deben satisfacer determinadas condiciones para que la bobina híbrida real se aproxime al máximo al modelo ideal o teórico.

Como se vio, las redes o mallas de equilibrio tienen por función básica simular la impedancia de la línea bifilar. La condición ideal es que la malla tenga impedancia igual a la de la línea (adaptación perfecta) lo que resultaría en una pérdida de retorno infinita, eliminando el eco. En este caso la red es denominada "malla de precisión".

Como la impedancia de la línea varía con la frecuencia, se hace bastante compleja la obtención de mallas que acompañen las características de la red telefónica, sin tener en cuenta el costo.

Por este motivo, se acostumbra usar una red denominada "malla de compromiso", cuya impedancia se aproxima a la de la línea; cuanto mayor sea esa proximidad mayor será la pérdida por retorno, mejorando con esto la transmisión. La figura 8 muestra algunas de esas "mallas de compromiso" más comunes y simples, en la práctica. Existen otras mallas de compromiso más sofisticadas que permiten ajustes para que se pueda o jor aproximación pero rar das por su elevado costo.

8



LOS CRISTALES LIQUIDOS

Primera Parte

La evolución de la industria electrónica encuentra de vez en cuando componentes específicos que de repente pasan a primer plano, gracias a importantes innovaciones producidas en ellos. Este es el caso con los dispositivos de cristal líquido que parecen convertirse en las "vedettes" del principio de esta década al irrumpir en muchos productos electrónicos existentes en el mercado. En este artículo trataremos de analizar los principios fundamentales de los cristales líquidos en sus diferentes aplicaciones actuales.

Por Egon Strauss

Aplicaciones actuales de los ispositivos de cristales líquidos

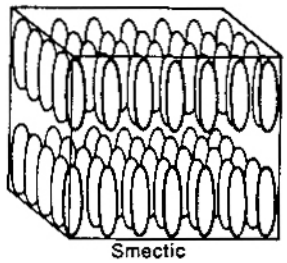
Los dispositivos de cristal líquido, es-ialmente los displays de este tipo, de-minados LCD (LIQUID CRYSTAL DIS-AY), tuvieron y siguen teniendo gran usión desde 1973 en adelante, aproxi-damente. Se usan en relojes de pulse-minicalculadoras electrónicas, medi-es de presión sanguínea, receptores de lio y televisión, videograbadores y mu-s otros aparatos electrónicos del ho-. Sin embargo, la lentitud de su res-sta y otros problemas constructivos y rativos hicieron dudar de su aptitud a otras aplicaciones de mayor enver-ura, si bien su consumo reducido y su luminosidad en ambientes bien ilu-nados donde fracasan otros tipos de play los hacían altamente deseables. A ar de las limitaciones iniciales, el de-rollo tecnológico permitió la aplica-n de los cristales líquidos primero en ntallas de osciloscopio, después en ntallas de televisores portátiles de nco y negro y a continuación en televi-es de color portátiles con pantalla de 2 a 3 pulgadas (50 a 75 milímetros). almente, encontramos en 1990 su aplicación en una variante de televisores inusitados, tales como los televisores de proyección que logran una imagen de 100 pulgadas (2,50 metros), proyectada contra cualquier superficie adecuada (pared, costado de un camión, pantalla, etc.) y, desde luego, en brillantes colores muy luminosos. Todo ello con un equipo central con un tamaño bastante menor que la mitad de un televisor convencional de 16 pulgadas. La resolución de la imagen es de unos 270.000 pixels (elementos de imagen) lo que cubre ampliamente las necesidades de cualquier sistema de TV-color actualmente en uso. El funcionamiento de este tipo de televisor será descrito más adelante, pero antes veamos algunos conceptos funcionales e históricos de los cristales líquidos.

2) Aspectos técnicos-históricos de los cristales líquidos

El análisis del nombre "cristal líquido" permite sacar conclusiones sobre la naturaleza de estos dispositivos, como veremos a continuación. Un líquido es una sustancia que fluye y un cristal es una sustancia que exhibe ciertas propiedades y efectos ópticos. Un "cristal líquido" es por lo tanto una sustancia líquida que posee las características ópticas de los cristales. Se trata de sustancias y compuestos químicos orgánicos cuyas características pueden definirse con más acierto si consideramos el ordenamiento de sus moléculas. Recordemos para este fin que en un gas nos encontramos que para todos los fines prácticos, las moléculas del gas no poseen ordenamiento alguno. En cambio en un líquido las moléculas poseen un cierto grado de ordenamiento que depende en parte de su viscosidad. Finalmente, en un cuerpo sólido las moléculas están rigurosamente ordenadas y fijas y no poseen casi ninguna movilidad. Los cristales líquidos poseen por su viscosidad un comportamiento en el cual las moléculas poseen un grado de ordenamiento que los ubica entre el que corresponde a un líquido y un sólido. Este estado molecular se suele denominar también "Estado mesomórfico" y muchos investigadores lo consideran como una cuarta posición junto con los estados líquidos, sólidos y gaseosos.

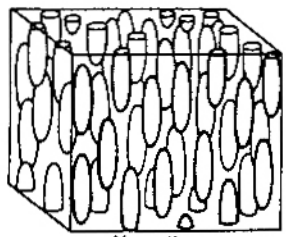
El estado mesomórfico de los cristales líquidos fue descubierto por primera vez en el año 1883 por el botánico austriaco Friedrich Reinitzer. Este científico obser-

1



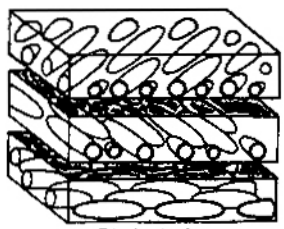
Smectic

2



Nematic

3



Cholesteric

vó colores variables con el calentamiento y posterior enfriamiento de una sustancia denominada "Colesterilbenzoato". Esta sustancia orgánica tuvo también un comportamiento diferente al fundirla ya que no se producía su fusión en forma neta y definida como en otras sustancias orgánicas. Los científicos Lehmann y Friedel profundizaron las observaciones de Reinitzer y pronto llegaron a la conclusión que se necesitaba una descripción más definida para poder describir adecuadamente todos los fenómenos relacionados con estas sustancias. En 1869 observó O. Lehmann que los cristales líquidos o sustancias mesomórficas poseían importantes características ópticas poco comunes en los líquidos convencionales. Finalmente, el científico Friedel utilizó designaciones específicas de origen griego para clasificar tres tipos de cristales líquidos: los cristales líquidos del tipo esméctico, nemático y colestérico. Estas designaciones se encuentran en vigencia en la actualidad.

3) Características de los diferentes tipos de cristales líquidos

Los cristales líquidos del tipo esméctico pueden poseer más de una forma de ordenamiento y son en general los cristales de mayor grado de ordenamiento molecular de los tres tipos mencionados. Las moléculas en la mesofase esméctica están ubicadas en forma mutuamente paralela y en capas o estratos paralelos con los ejes largos de sus moléculas perpendiculares al plano de la capa. En la figura 1 vemos esta disposición en forma muy esquemática. Las moléculas de una sustancia esméctica son monoaxiales y ópticamente positivos y no poseen poder óptico rotativo.

Los cristales líquidos con mesofase nemática pueden poseer también una fase esméctica pero se distinguen de la misma por la forma de su ordenamiento molecular. Los cristales líquidos del tipo nemático poseen moléculas ordenadas en forma paralela entre sí con respecto a sus ejes largos. Estas moléculas no están tan restringidas en sus movimientos como los cristales del tipo esméctico y por lo tanto están ubicadas en forma paralela pero no estratificada, como podemos ver en la figura 2 en forma esquemática. También los cristales nemáticos son monoaxiales y no poseen poder óptico rotativo.

El tercer grupo de los cristales líquidos corresponde al tipo de los colestéricos que poseen un eje óptico retorcido que da lugar a la aparición de capas de gran espesor. El espesor de la capa de un cristal colestérico es del orden de los 100 milimicrones (1 milimicrón = 1mμ = 1 millonésima parte de 1mm). En cambio el espesor de una capa de un cristal esméctico, que también se encuentra estratificado, es sólo de unos 2mμ. Esta diferencia de unas 50 veces en el espesor de las capas produce una gran diferencia en el comportamiento óptico de los cristales líquidos colestéricos.

Cabe señalar que la longitud de los cristales en las moléculas esmécticas es de 2mμ, mientras que en las moléculas colestéricas esta dimensión es de 2,6mμ. Debido a su forma retorcida helicoidal, encontramos que el eje óptico de una capa colestérica traza una curva helicoidal y debido a ello existe una gran actividad óptica en los cristales líquidos del tipo colestérico. En la figura 3 vemos en forma esquemática la disposición en capas de gran espesor de las moléculas del cristal líquido colestérico que es ópticamente negativo.

En general puede manifestarse que los cristales líquidos pueden fabricarse para responder a cualquier tipo de estímulo. Entre estos estí guran el calor, luz, radiación ultr sonido, presión, magnetismo, e dad y aun trazos de vapores químí tos estímulos producen el realine de los cristales de tal manera que

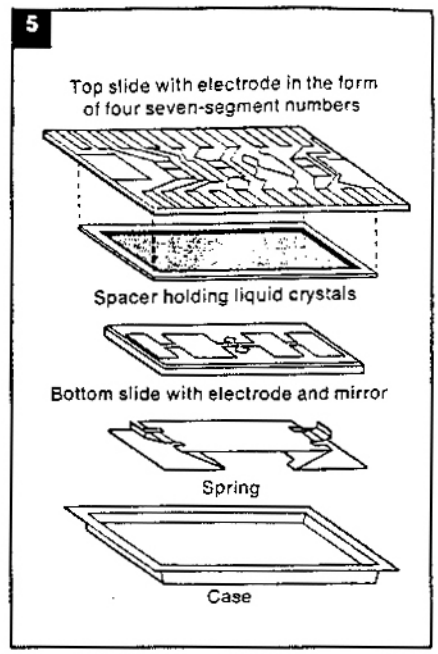
4

mos alteran sus características ópticas. En algunos casos reflejan la luz incidente, en otros se produce la dispersión de la luz y en un tercer grupo se produce la desintegración de la luz en sus componentes espectrales con diferentes longitudes de onda de la luz reflejada. Como la longitud de onda de la luz determina su color o matiz, pueden producirse efectos cromáticos importantes que, debidamente usados pueden ser de gran utilidad.

4) Los displays de cristal líquido

Los cristales líquidos del tipo nemático pueden usarse con gran éxito como displays para relojes, calculadoras, testers, frecuencímetros, instrumentos en automóviles, instrumental médico y muchas otras aplicaciones que sería largo enumerar. En un display del tipo nemático se encierra en forma hermética una capa de cristal líquido con un espesor de 6 a 12 micrones entre dos placas de vidrio. La superficie interna de estas placas de vidrio está recubierta con una capa de material conductivo transparente que transforma estas simples placas de vidrio en electrodos. Estos electrodos asumen la forma de los siete segmentos clásicos de la presentación alfanumérica digital como vemos en la figura 4. A su vez, en la figura 5 vemos en forma esquemática la construcción de un display de cristal líquido.

Cuando se aplica una tensión eléctrica a los electrodos pueden producirse dos diferentes reacciones en el cristal líquido,



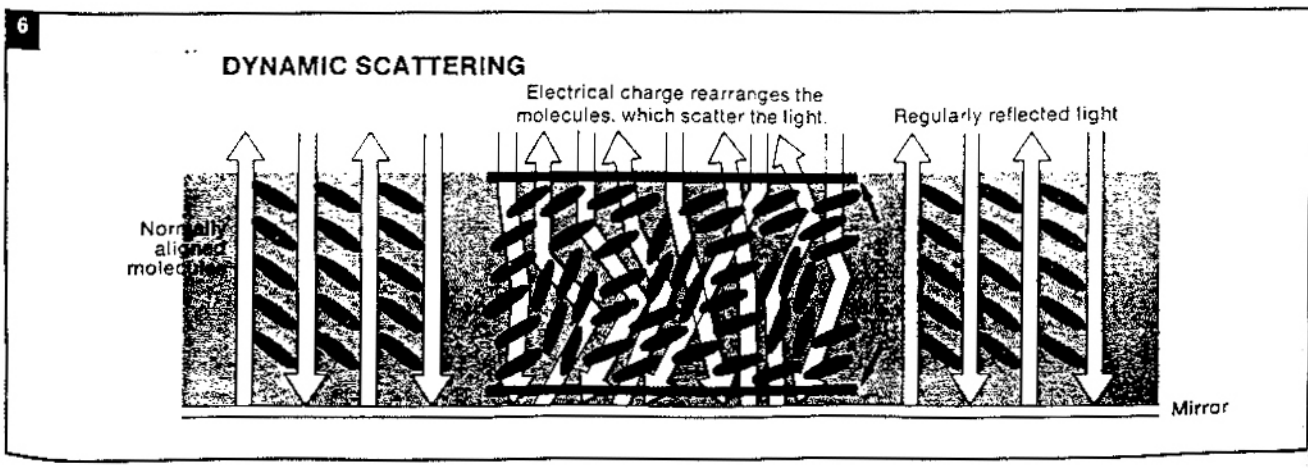
Aspecto constructivo de un display para reloj digital.

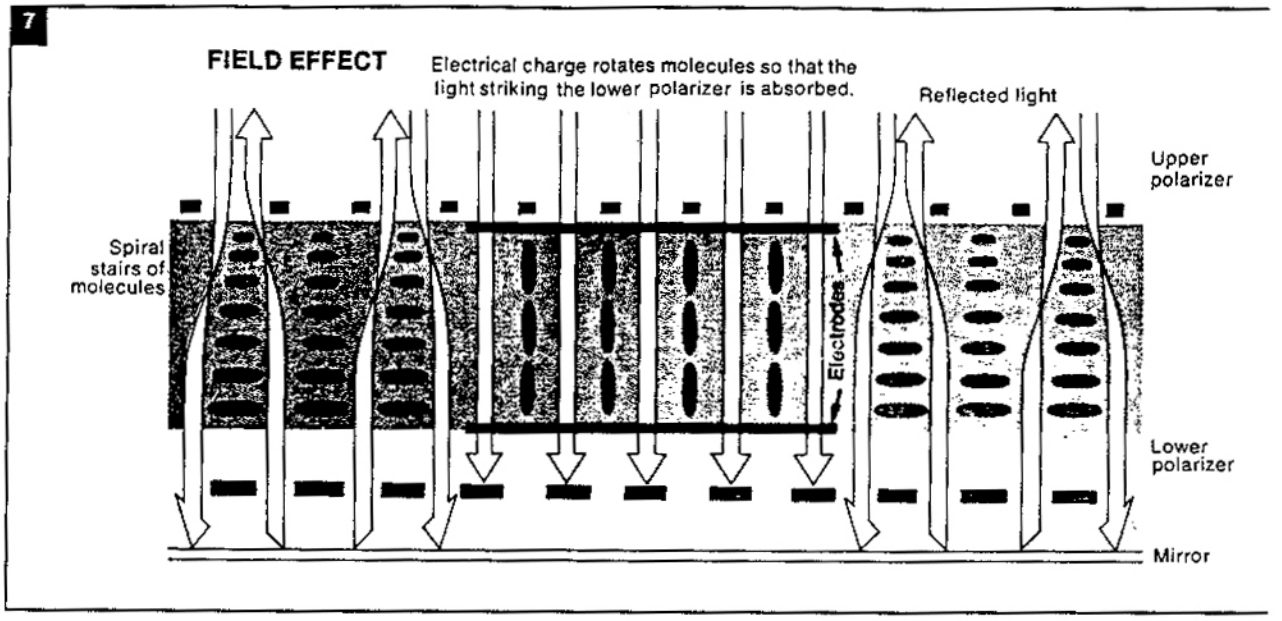
según el tipo de construcción de "dispersión dinámica" o de "efecto de campo". El display de dispersión dinámica se observa esquemáticamente en la figura 6.

Este tipo de display posee en reposo las moléculas del cristal líquido en filas bien ordenadas. La luz pasa entre estas moléculas y se refleja en el espejo adosado al electrodo posterior. Cuando se aplica una tensión a los electrodos, se forman iones que disturban el ordenamiento de las moléculas del líquido. La luz que incide sobre esta zona de moléculas desordenadas es dispersado y reflejado en forma aleatoria. De esta manera los segmentos que introducen la carga eléctrica se transforman en un medio lechoso y opaco en contraste con las zonas adyacentes que son transparentes.

El proceso que se produce en los cristales líquidos de efecto de campo es algo más complejo. En la figura 7 vemos que los cristales líquidos se encuentran entre dos polarizadores cuya posición relativa es en ángulo recto. Esto produce una disposición helicoidal de las capas moleculares a la manera de una escalera de caracol. Debido a la polarización en 90 grados que sufre la luz al pasar por el polarizador frontal puede atravesar el polarizador posterior y se refleja en el espejo ubicado en la parte posterior. Cuando se aplica la tensión eléctrica a los electrodos entonces las mismas moléculas del cristal líquido sufren un giro de 90 grados, quedando en forma perpendicular al polarizador frontal. La luz que atraviesa estas moléculas no es girada y por lo tanto el polarizador posterior la absorbe. El resultado es un dígito oscuro que contrasta con las zonas adyacentes claras. También puede lograrse que los dígitos sean claros y las zonas adyacentes oscuras.

Ambos tipos de display de cristal líquido poseen la ventaja de no generar luz sino reflejar sólo la luz del ambiente. Esto reduce en principio drásticamente el consumo del display comparado con cualquier otro tipo de display. El consumo típico de un display de cristal líquido puede ser del orden de uno o dos microamperes en 15 volt, cuando otros tipos de displays consumen eventualmente 100 veces más.





También el contraste del display de cristal líquido en ambientes claros es mucho mayor ya que la luz reflejada aumenta con la luz ambiente, en cambio con los otros tipos de display el contraste baja a medida que aumenta la luz ambiente.

La alimentación de los displays de cristal líquido se efectúa generalmente con una tensión pulsante para evitar efectos secundarios del tipo electrolítico, que acortan la vida útil del display.

En el presente artículo nos abocamos principalmente a las bases teórico-p cas de los cristales líquidos, y a su a ción como display en diferentes eq electrónicos. En un segundo artícul ocuparemos de su aplicación en rec res de televisión. ✪

EL LAPIZ OPTICO EN VIDEOGRABADORES

Desde hace cierto tiempo se publican en las revistas especializadas de TV que se editan en los países industrializados, los programas de televisión acompañados por un código de barras. Se utiliza este código para poder programar en forma directa en los videograbadores estos programas por medio de un "lápiz óptico". Desde hace aproximadamente un año aparecen estos equipos también en los mercados locales de la Argentina y otros países del mismo hemisferio. En este artículo trataremos de analizar las funciones y prestaciones de estos equipos.

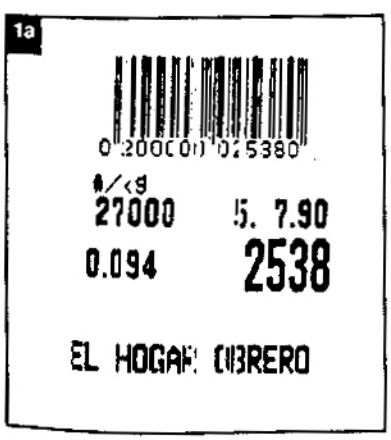
Por Egon Strauss

1) El código de barras

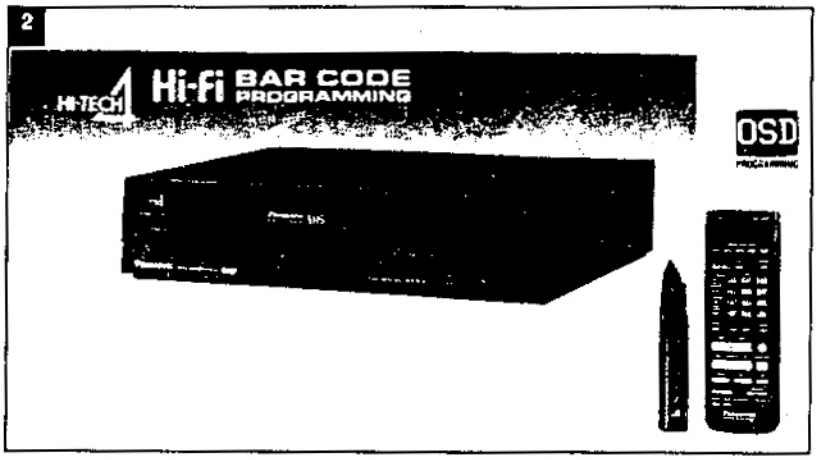
La base del funcionamiento del "lápiz óptico" es, desde luego, el código de barras. En nuestro medio conocemos este tipo de identificación gráfica principalmente de los Supermercados, en los cuales se identifica por su intermedio los productos, su precio, su costo, su peso, etc.

En la figura 1.A vemos un ejemplo típico, obtenido de un producto de un Supermercado local. El código de barras es, como vemos, una secuencia de barras negras, gruesas y finas, separadas por medio de espacios blancos. Este sistema permite una identificación binaria (presencia- ausencia, si-no, 0-1) que a su vez debidamente usado, hace que un dispositivo de lectura interprete esta codificación y la transforma primero en señales eléctricas y después en dígitos y números, basados en el código binario. En algunas revistas de Radio y TV que contienen los programas de los diferentes canales, se utiliza esta codificación para indicar una determinada programación, tal como vemos en la fig. 1.B. Esta figura pertenece a un recorte de una revista alemana, pero métodos idénticos se usan en todos los países de Europa, en Estados Unidos y en otras partes del mundo. En las revistas especializadas de nuestro medio no está muy difundido, por ahora este método de programación, pero a no dudar, en algún momento

1a



1b



El modelo PV-4962, provisto de lápiz óptico.

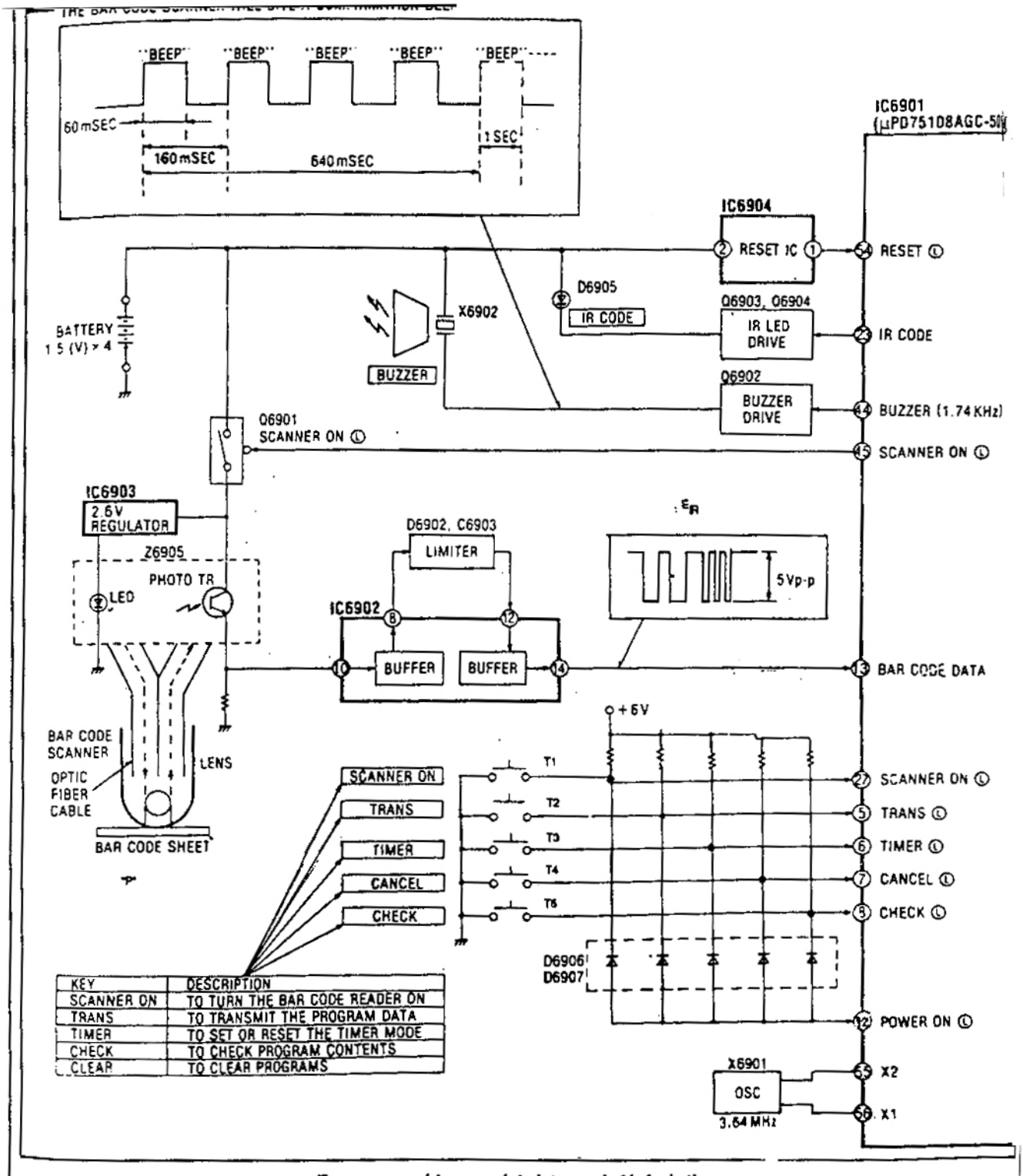
comenzará el uso del mismo. Tenemos entendido que algunos canales de TV por cable en el interior del país usan en la actualidad este método en los programas que envían a sus clientes.

La ventaja de esta codificación consisten en que se puede señalar el número del canal, la hora de comienzo de un programa, su duración y la fecha en que se transmite y transferir estos datos directamente al videograbador. Existen videograbadores, como el que vemos en la fig. 2, que permiten "leer" e interpretar este código de barras por medio del lápiz óptico que acompaña estos modelos junto con su control remoto y que se basa como aquél en los rayos infrarrojos. El modelo ilustrado en la fig. 2 corresponde al PV-4962 de Panasonic, pero existen marcas y modelos diferentes con características similares.

2) Un esquema en bloques del sistema de lectura con lápiz óptico

En la figura 3 vemos el diagrama en bloques de un sistema de lectura con lápiz óptico que corresponde al modelo PV-2812 de Panasonic. El punto de origen del sistema es el lugar del circuito indicado con la letra "P", y que corresponde al lugar en donde la hoja impresa del programa de TV con su código de barras entra en contacto con la punta del lápiz óptico. El explorador de este código (BAR CODE SCANNER) contenido en el lápiz óptico contiene un trozo de fibra óptica que se usa para llevar la luz de un diodo fotoemisivo de rayos infrarrojos, el típico LED, hacia la superficie de la hoja de programación, en donde es reflejado. Debido a la secuencia de barras negras y espacios blancos, el rayo reflejado es modulado por la información binaria de la hoja del programa y este rayo modulado es conducido nuevamente por medio de la fib óptica hacia el interior del lápiz óp co, pero esta vez a un fototransis que se encuentra en el interior de unidad Z6905. El LED de esta unid es alimentado por una fuente regul da de 2,6 volt (IC 6903), debido a q cualquier alteración en la tensión alimentación del diodo fotoemisi se refleja como alteración con guiente en la lectura o modulaci del haz de rayos infrarrojos que captado por el fototransistor. La ñal óptica del rayo infrarrjo es tra formada en señal eléctrica por el totransistor y es amplificada en amplificador operacional IC 6902. La salida de e amplificador es la señal EIR, cuyo aspecto ver en la fig. 3 en la línea de conexiones que une la pc 13 del IC 6901 con la pata 14 del IC 6902. Los pulsos la señal E_{IR} coincide con la presentación gráfica los mismos elementos que constituyen el código barras, donde son debidamente detectados y e borados. Se observa que el aspecto de la señal I coincide con la presentación gráfica de los mism elementos que constituyen el código de barras q vimos en las figuras 1.A y 1.B.

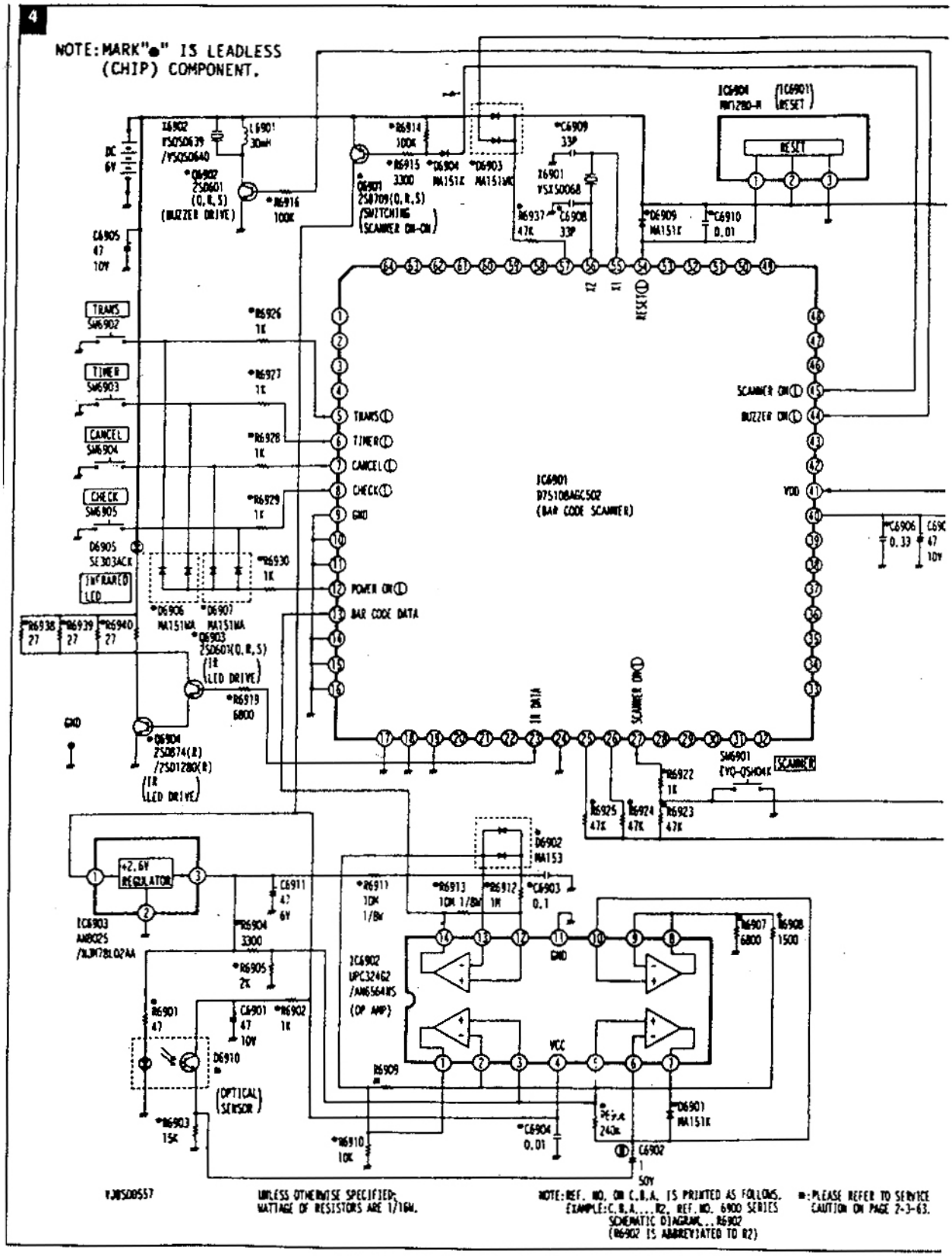
El procesador del código de barras, IC 6901, del tipo µPD 75108AGC-501, unidad central de proc samiento y posee varias entradas para seleccior sus funciones, además de la entrada de señal de pata 13. Las patas 5, 6, 7, 8, 12 y 27 son usados c una matriz externa de 5 teclas que cumplen las guientes funciones. La tecla T1 funciona con la pc 27 y corresponde a la función de encendido del le tor del código de barras (SCANNER ON). La tecla funciona con la pata 5 y se usa para transmitir datos del programa (TRANS). La tecla T3 funcio con la pata 6 y actúa para activar o desactivar modo del temporizador (TIMER). La tecla T4 func na con la pata 7 y se usa para cancelar los prog mas (CLEAR). La tecla T5 entra en la pata 8 y se para revisar el contenido de los program (CHECK). La pata 12 es el retorno para las tecla través de sendos diodos D6906 y D6907. Todas patas mencionadas son activadas en su esta LOW (conectadas a masa). La pata 54 de la unid central de procesamiento, IC6901, posee conexi a un circuito integrado, IC 6904, que actúa como I SET. Su alimentación es a través de 4 pilas de 1,5 v 6 volt en total. La pata 45 es usada para activar explorador del código de barras mediante el ni lógico LOW y a través del transistor Q6901.



KEY	DESCRIPTION
SCANNER ON	TO TURN THE BAR CODE READER ON
TRANS	TO TRANSMIT THE PROGRAM DATA
TIMER	TO SET OR RESET THE TIMER MODE
CHECK	TO CHECK PROGRAM CONTENTS
CLEAR	TO CLEAR PROGRAMS

Esquema en bloques del sistema de lápiz óptico.

En la pata 44 tiene salida una señal de audio pulsante con una frecuencia de 1740 Hz. El formato de esta señal surge de la sección A1 de la fig. 3. Se produce una señal de audio típica, conocida como BEEP que se presenta durante la exploración en ciclos de 160 milisegundos, compuestos por el BEEP con



Circuito de aplicación (Panasonic, modelo PV-2812).

una duración de 80 milisegundos y un intervalo de 100 milisegundos, seguidos por un BEEP largo de un segundo de duración que indica que la lectura está terminada y que el código de barras está almacenado en su registro respectivo en el IC6901. El BEEP se hace audible por medio de un pequeño parlante que es un resonador de cerámica X6902 del tipo BUZZER o zumbador. La señal de audio que sale de la pata 44 es amplificada por el transistor Q6902 para lograr la amplitud necesaria para activar el BUZZER.

El equipo posee también un LED indicador para señalar que está activado el explorador del código de barras. Este diodo LED, D6905 es excitado por los transistores Q 6903 y Q 6904 y tiene su salida en la pata 23 del procesador.

Finalmente se observa en las patas 55 y 56 del procesador IC6901, el cristal del clock del sistema. La frecuencia de este cristal es de 3,64MHz y forma parte de la unidad central de procesamiento de todo el sistema. En la figura 3 se observa sólo las secciones relacionadas con el lápiz óptico.

3) El circuito de aplicación del lápiz óptico

En la figura 2 vimos el aspecto físico del lápiz óptico y en la figura 4 vemos el circuito completo de aplicación. La base es como siempre, el sensor óptico D6910. Este sensor con sus detalles constructivos de fibras ópticas que vimos en la figura 3, viene en diferentes versiones, cada una marcada con una letra diferente. A cada letra corresponde un valor diferente en el resistor R 6909, motivo por el cual en el circuito de la fig. 4 el valor de R 6909 no está indicado. En cambio en la Tabla 1 vemos los diferentes valores de R 6909 que corresponden a cada letra que indica la clase del sensor en particular, usado en cada equipo. Se observa que este resistor puede variar entre 30K y 270K, quiere decir una diferencia de casi 10 veces. Para lograr un funcionamiento confiable es entonces necesario respetar este valor en cada categoría del sensor D6910.

TABLA 1. Valor de R 6909 para cada tipo de sensor.

Tipo de sensor D 6910	Valor de R 6909
B	270K
C	200K
D	160K
E	110K
F	82K
G	56K
H	39K
I	30K

Se observa que el amplificador operacional IC 6902 es de 4 etapas independientes, lo que permite una amplia gama de circuitos disponibles. En este circuito se usa como terminal de entrada la pata 10 con un limitador conectado entre las patas 8 y 12 y usando el terminal 14 como salida de la señal del amplificador. Esta señal entra después en la pata 13 del procesador IC6901. Las patas de señal de CHECK, CANCEL, TIMER, TRANS y RESET son activas al conectarlas a masa, lo que facilita toda la operación. El integrado IC6903 es la fuente regulada para el diodo infrarrojo

D6910. El integrado IC6903 es del tipo AN 8025 ó NJM78LO2AA y entrega una tensión continua regulada de 2,6 volt.

El integrado IC6904 es del tipo MN 1280-M y funciona como RESET, conectando la pata 54 del procesador a masa cuando llega el pulso indicado en la pata 2 del IC6904. Esta conexión a masa es sólo instantánea. El BUZZER de cerámica tiene como adaptador de carga el choque L6901. El BUZZER mismo está indicado en el circuito como X 6902.

El cristal X 6901 es el clock del sistema. ✪

SISTEMA DE SONIDO
CON UNIDAD DE RETARDO INTEGRADA PARA ECO O REVERBERANCIA

Conclusión

En el número anterior presentamos un sistema de sonido con unidad de retardo integrada para eco y reverberancia, analizando sus características y el principio de funcionamiento. Prosiguiendo con el artículo, en esta segunda y última parte, damos los pormenores para la construcción de los tres circuitos: el amplificador, preamplificador con control de tono y la unidad de eco y reverberancia. Nuevamente alertamos a los lectores que se requiere un montaje esmerado (poco adecuado para principiantes) pues los circuitos de audio son sensibles, y también sobre la eventual dificultad de obtener el circuito integrado TDA1022. Antes de iniciar el montaje, estudie la configuración deseada, principalmente en términos de potencia del amplificador, relacione todo el material necesario y solamente después de obtenerlo inicie su trabajo.

Por Adalberto M. Suzano y Newton C. Braga

La idea básica del proyecto es la elaboración del conjunto en una caja única. Como los componentes de la fuente de alimentación y del amplificador de potencia son los de mayores dimensiones, ellos determinarán las dimensiones mínimas que debe tener la caja.

Sugerimos la utilización de una caja metálica ya que la conexión del polo negativo de la fuente de alimentación en la misma permite que funcione como blindaje. La chapa de esta caja, por otro lado, debe ser gruesa para permitir una sustentación firme del elemento más pesado del proyecto que es el transformador de la fuente. Para facilitar el proyecto, como en la primera parte, dividiremos el trabajo de montaje en 4 etapas:

1. Amplificador
2. Fuente de alimentación
3. Preamplificador
4. Unidad de eco o reverberancia.

Recordamos que la fuente de alimentación usada para el amplificador es la misma que también alimenta la unidad de reverberancia o el preamplificador. Si el amplificador no se usara para los demás circuitos, debe usarse fuente propia de menor tensión y corriente, según las especificaciones de cada módulo.

1. Montaje del amplificador

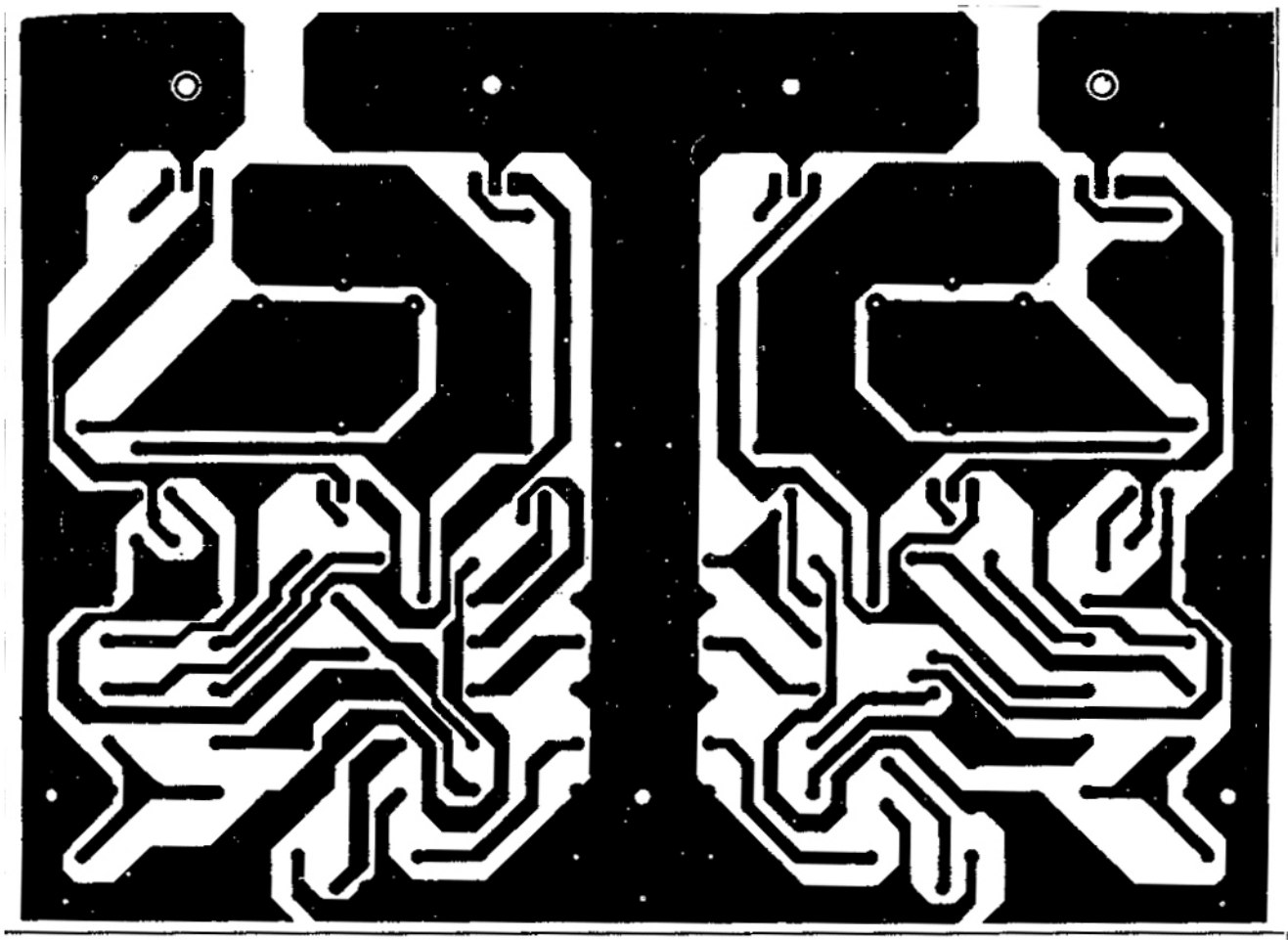
El diagrama completo del amplificador de potencia aparece en la figura 11 de la primera parte del proyecto, en la revista SABER ELECTRONICA Nº 43

A continuación de la menci
ra hay una tabla en la que se
valores de algunos component
ción con la potencia deseada. I
tores de potencia Darlington t
miten variaciones según la p
acuerdo con la tabla dada en el
ticulo.

Las tensiones de alimentaci
terminarán las características
te según las potencias son dad
bla I de la primera parte de este

Definiendo los componente
debe pasar a la confección de l
amplificador que aparece en
estereofónica en la figura 1 d
artículo.

Observe en esta placa la li



mentación positiva y la línea de alimentación negativa, con pistas bien anchas, ya que la corriente de pico que debe conducir es bastante elevada.

Los resistores de emisor de los transistores, R11 y R12, deben ser de alambre y montados con un distanciamiento de la placa de por lo menos 5 mm, como muestra la figura 2.

Los transistores excitadores y de entrada no necesitan disipadores de calor, pero los transistores de salida exigen disipadores de grandes dimensiones.

Los transistores fueron montados, en nuestro prototipo, en disipadores adaptados a partir de tipos de grandes dimensiones para transistores como el 2N3055 (encapsulado TO-3), los cuales fueron cortados en mitades para así poder montar los dos transistores de cada canal en cada uno.

Para aislar los transistores de los disipadores se debe usar el aislante de mica o plástico con bastante grasa siliconada, como muestra la figura 3.

Los resistores de pequeña disipación son todos montados en posición horizontal, y los capacitores que no son electrolíticos deben ser de poliéster de buena calidad. Los electrolíticos son del tipo radial, poniendo especial atención a los dos de salida de gran capacidad y tensión de por lo menos 50V en las potencias mayores.

Los trimpots sirven para el ajuste de polarización de los transistores, o sea, de la corriente de reposo, como procedimiento que daremos en el momento oportuno.

Es importante que la caja usada tenga orificios de ventilación sobre la posición en que van a quedar los disipadores. Otra posibilidad es la fijación externa de los disipadores, como ocurre en algunos amplificadores profesionales.

Los cables de entrada de señales deben ser blindados con la malla conectada a tierra.

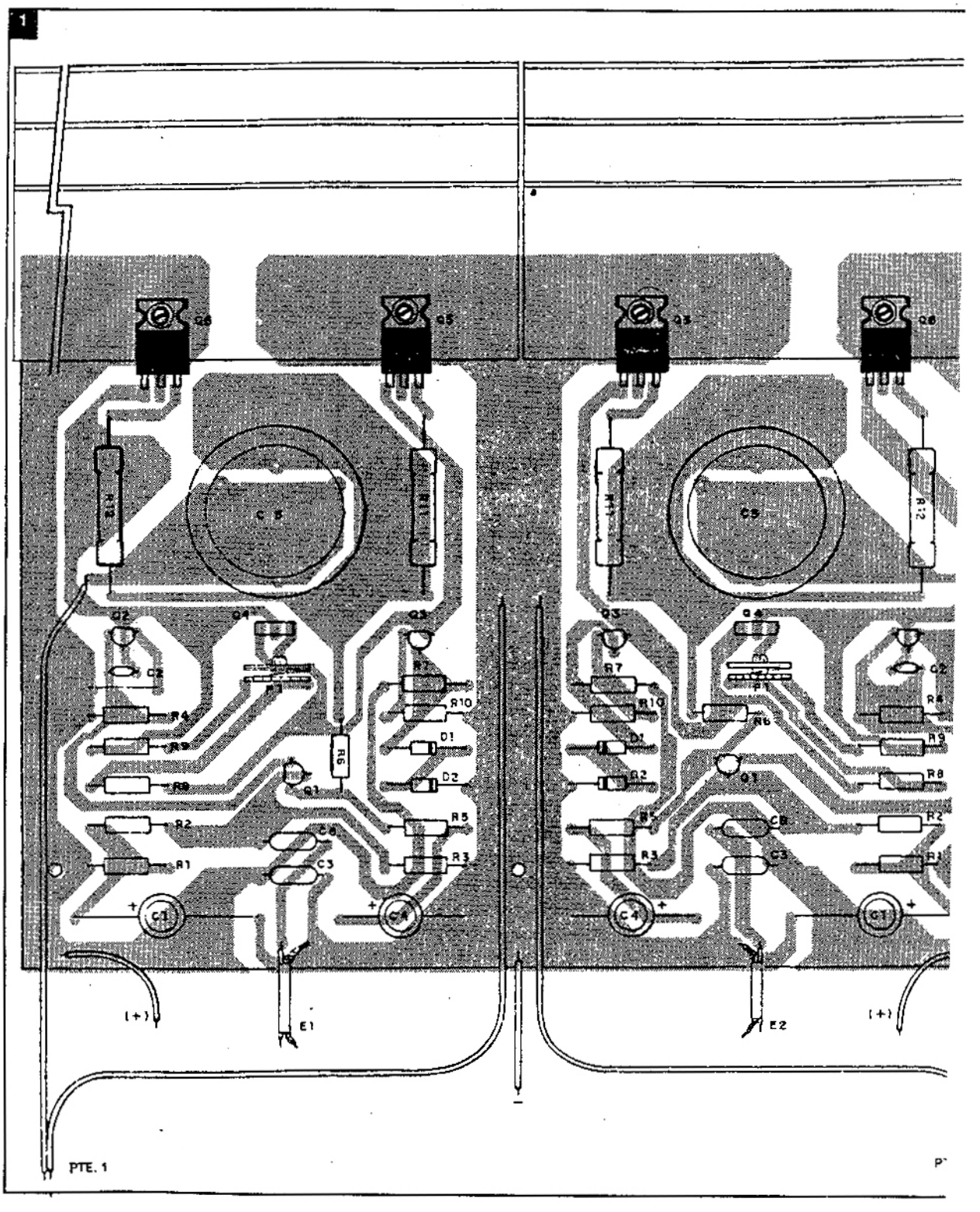
2. La fuente de alimentación

Existen dos circuitos posibles para la fuente de alimentación, que aparecen en la figura 4.

En el primer caso, se considera la tensión de cada mitad del bobinado para la consulta a la tabla, y en el segundo caso, la tensión del bobinado único. Los diodos tienen las características que muestra la tabla, así como los capacitores.

Para la alimentación, del preamplificador y de la cámara de eco y reverberancia, tenemos el integrado 7815 que está conectado en la misma fuente juntamente con un capacitor de 1000µF x 16V.

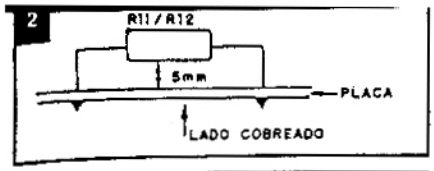
En la figura 5 tenemos la utilización

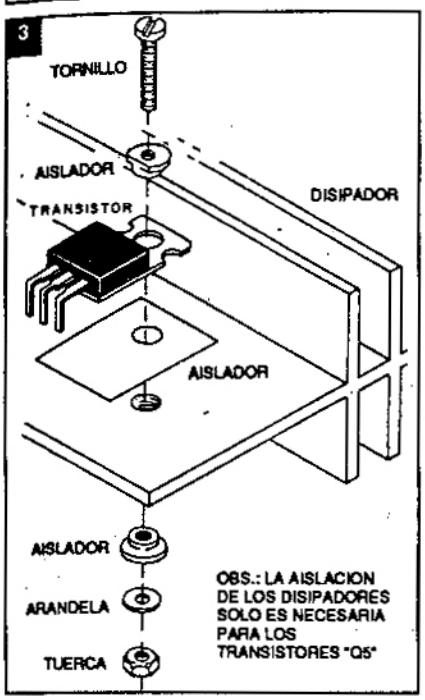


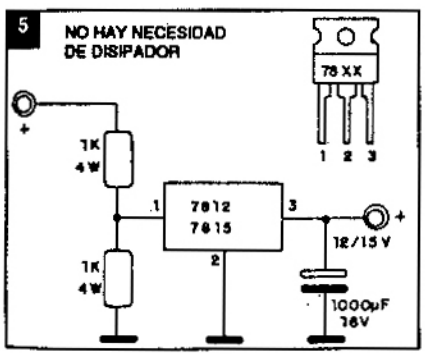
de un reductor para las tensiones mayores que 40V, pues éste es el valor máximo admitido para el 7815.

Teniendo la fuente de alimentación montada y el amplificador, se puede proceder al ajuste de la corriente de reposo. Ese ajuste se hace con el amplificador sin carga y un miliamperímetro en serie con el circuito como muestra la figu

La corriente de reposo debe dedor de 10 a 30mA para todas nes.







3. Preamplificador

Para el preamplificador, se deben tener muchas precauciones para las conexiones, todas con cables blindados, pues la sensibilidad a la captación de zumbidos y realimentación es grande.

Hacemos dos placas de circuito impreso, una para cada canal (figura 7).

Los potenciómetros dobles, que controlan a ambos canales, serán ubicados sobre una de las placas, y la placa de menor tamaño (marcada con línea de puntos en el diseño), será montada sobre la otra de mayor tamaño (figura 8).

Los potenciómetros tienen los terminales soldados en la placa mayor, que sirve de placa base, y la conexión de la placa menor se hace con trozos cortos de cable sin blindar.

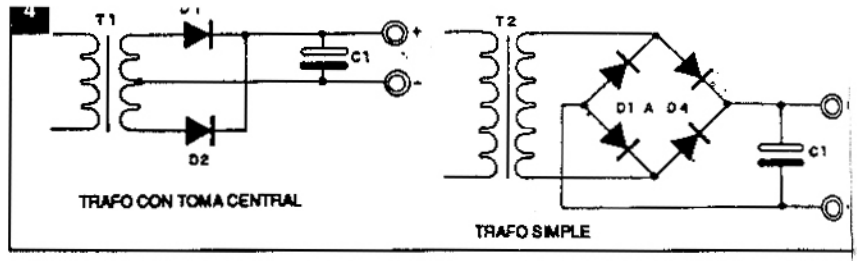
El punto crítico en esta placa es la conexión de la llave selectora de funciones y de los jack de entrada. Para la llave usamos un tipo de 4 polos x 4 posiciones, su conexión se ve en la fig. 9. En esta misma figura tenemos la conexión de los jack de entrada tipo RCA que quedarán en la parte posterior de la caja.

La alimentación se puede hacer con tensión de 12 ó 15V a partir del circuito ya dado de la fuente de alimentación para el amplificador.

Se usan 4 potenciómetros dobles lineales de 100k, pero también existe la posibilidad de un nuevo proyecto con potenciómetros deslizantes.

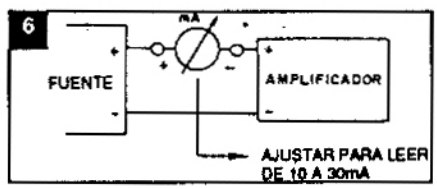
Los transistores deben ser de buena calidad, principalmente Q1 que, preferiblemente, debe ser un BC549, pues presenta menor nivel de ruido.

La fijación de la caja puede hacerse con la utilización de separadores y también aprovechando los propios potenciómetros. Una idea consiste en usar los separadores posteriores de las placas y en la parte delantera hacer la fijación por los propios potenciómetros.



Potencia por canal	T1	D1/D2(*)	C1/Vcc
15W/8 ohms	28V/2A	1N4004	50 V
15W/4 ohms	24V/2A	1N4004	50 V
20W/8 ohms	32V/3A	100V/4A	50 V
20W/4 ohms	28V/3A	100V/4A	50 V
25W/8 ohms	36V/3A	100V/4A	50 V
25W/4 ohms	30V/3A	100V/4A	50 V
35W/8 ohms	43V/3A	100V/4A	63 V
35W/4 ohms	36V/3A	100V/4A	50 V
50W/8 ohms	45V/4A	100V/4A	100 V
50W/4 ohms	36V/4A	100V/4A	50 V
60W/8 ohms	50V/4A	100V/4A	100 V
60W/4 ohms	40V/4A	100V/4A	63 V

(*) D3, D4

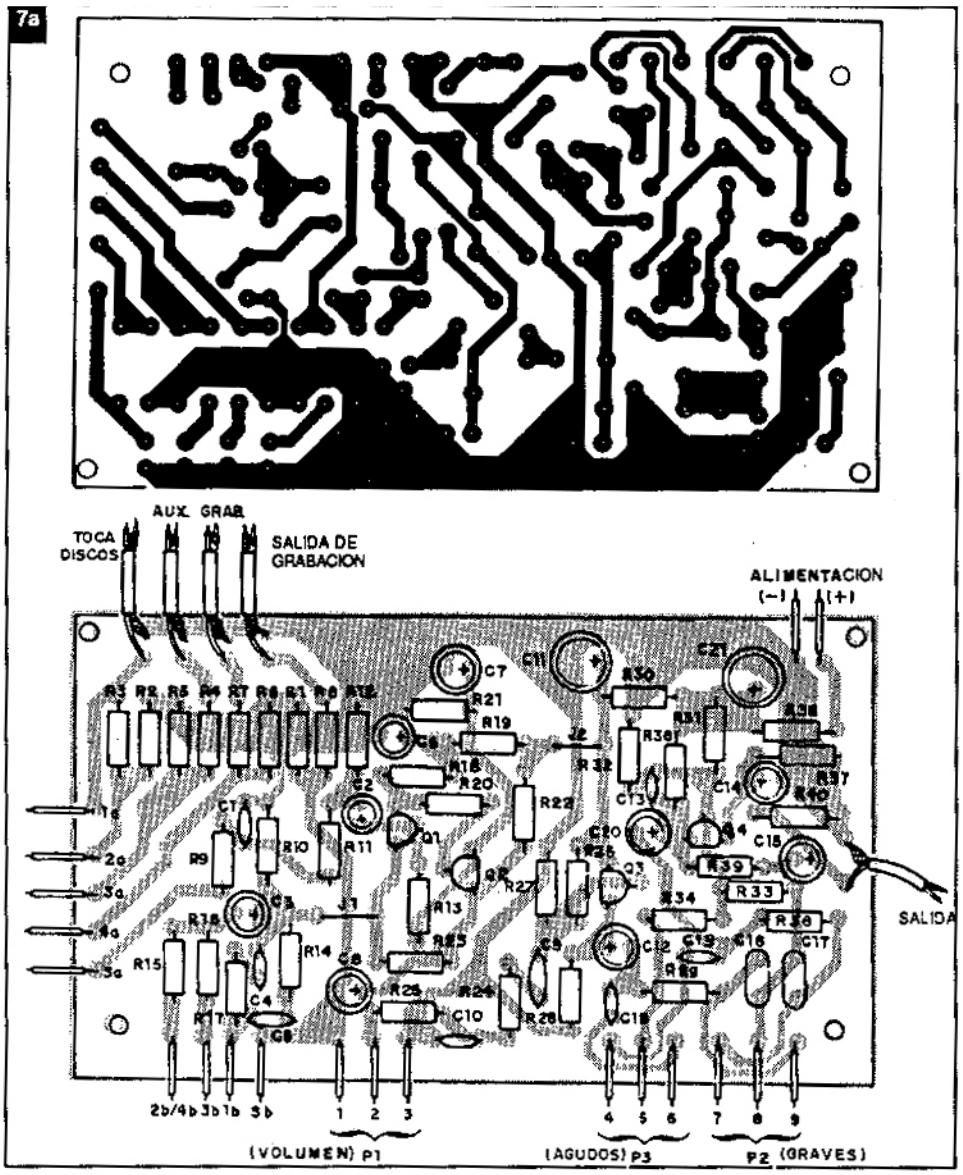


4. Unidad de eco o reverberancia

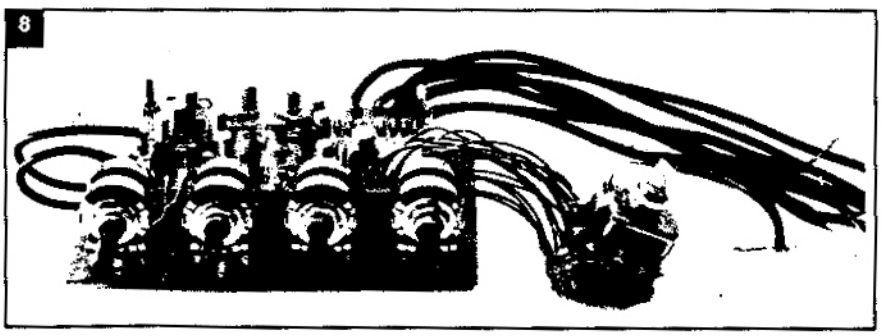
Existen varias posibilidades de obtención de eco o bien de reverberancia que dependen del largo de la línea de retardo, como explica la primera parte del artículo. Allí damos un primer circuito en que la señal de entrada y la retardada son interdependientes, lo que significa que el sistema funciona como una especie de mixer. Para ciertas aplicaciones, esta configuración puede sonar agradable, pero haciendo experiencias delaboratorio, desarrollamos un segundo circuito que permite la realimentación separada a través de un transistor, con un efecto que sonó mejor.

Este circuito (figura 10) usa un transistor BC548 como buffer de realimentación, siendo ésta controlada vía potenciómetro P3. Retiramos también, en relación al

7a



8



primero, la etapa de preamplificación de salida, pues, con el preamplificador usado la misma no es necesaria.

Los lectores pueden optar por cualquiera de los dos circuitos, siendo la placa del segundo la que aparece en la fig. 11.

Será conveniente usar un zócalo para el integrado. En la edición anterior también dimos la manera de aumentar la intensidad del efecto, llegándose al eco con una línea de retardo mayor con la asociación de diver tegrados.

Los componentes par montaje no son críticos y mentación se puede hacer ó 15V de la misma fuente d plificador. El consumo rriente es extremadament para este circuito.

La prueba de funciona debe hacerse intercalando cuito entre la fuente de se amplificador.

Se ajusta entonces el c P2 para obtener una sali distorsión, y de modo que ñal generada no interfier más de la polarización en que la señal salga sin co potenciómetro P3 control alimentación y, por lo ta número de reflexiones o de la señal.

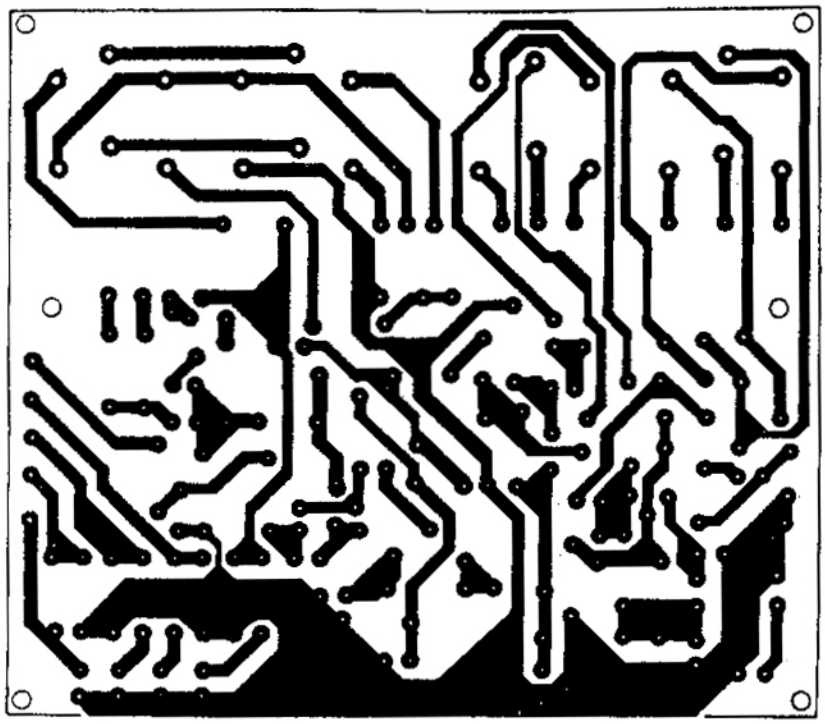
Actuando sobre los tr troles, en función del efec ado y de la intensidad de s entrada, se consigue un bu cionamiento para el siste

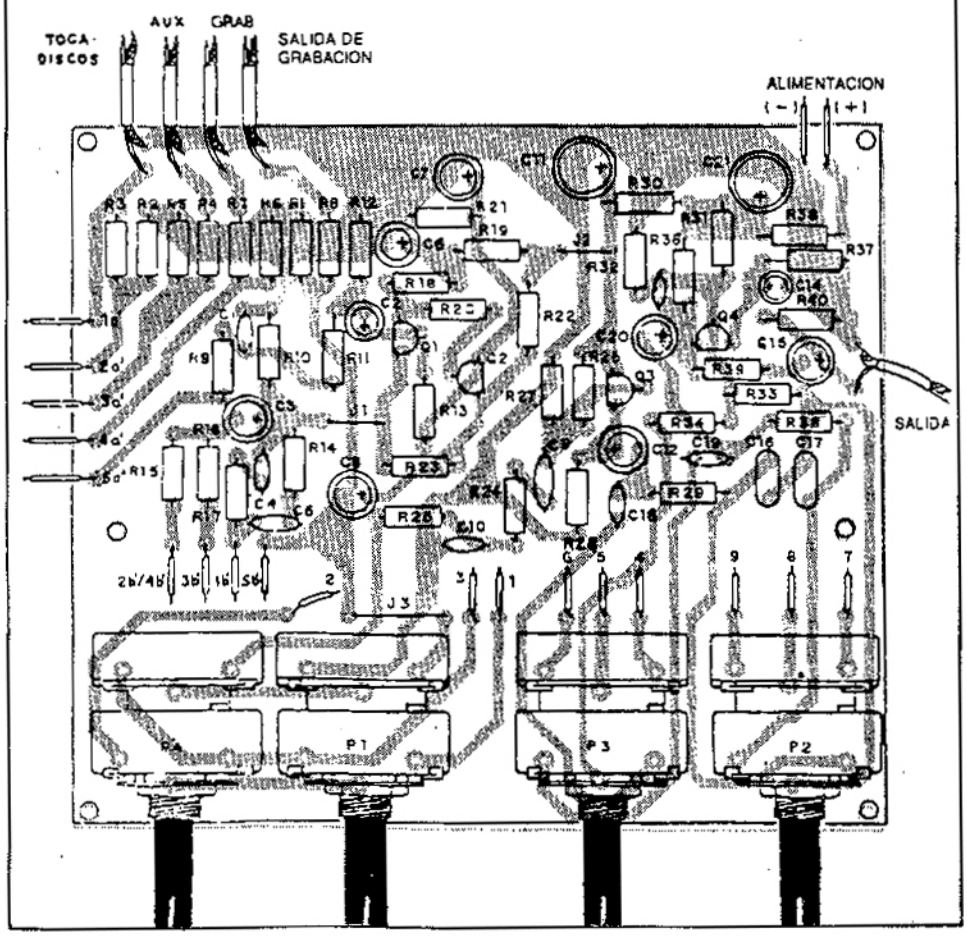
Una vez hecho el ajust tocan más P2 y P1, queda lamente P3 accesible para trol de profundidad del Por este motivo, en lugar pot, éste es el único contro puede hacer con un pote tro común (P1 también p potenciómetro, si hubiera dad de tener muchos tipos disti cuanto a la intensidad, de señale jadas).

Interconexión

La utilización de los tres eq conjunto exige un cierto criterio e nexiones. La unidad de reverberar ejemplo, debe ser dotada de recu permitan su conexión y desactiva cualquier momento. Las entradas amplificador deben ser accesible figura 12 tenemos el modo de ha interconexión. ✪

7b

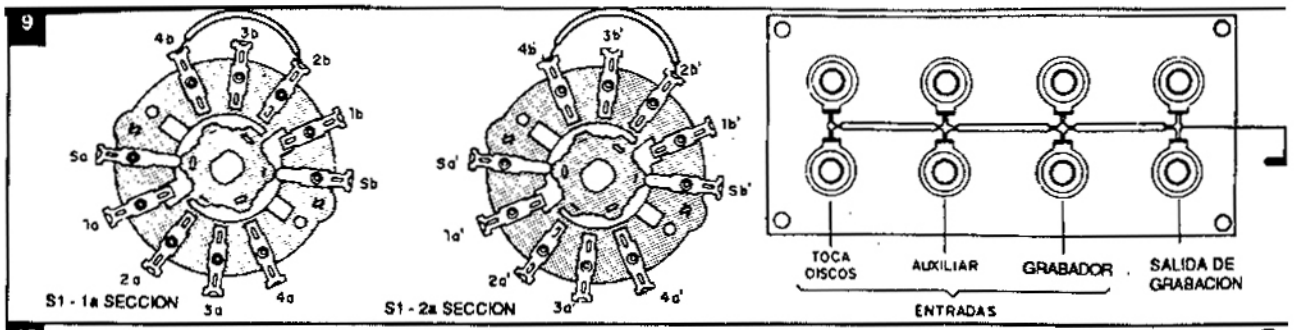




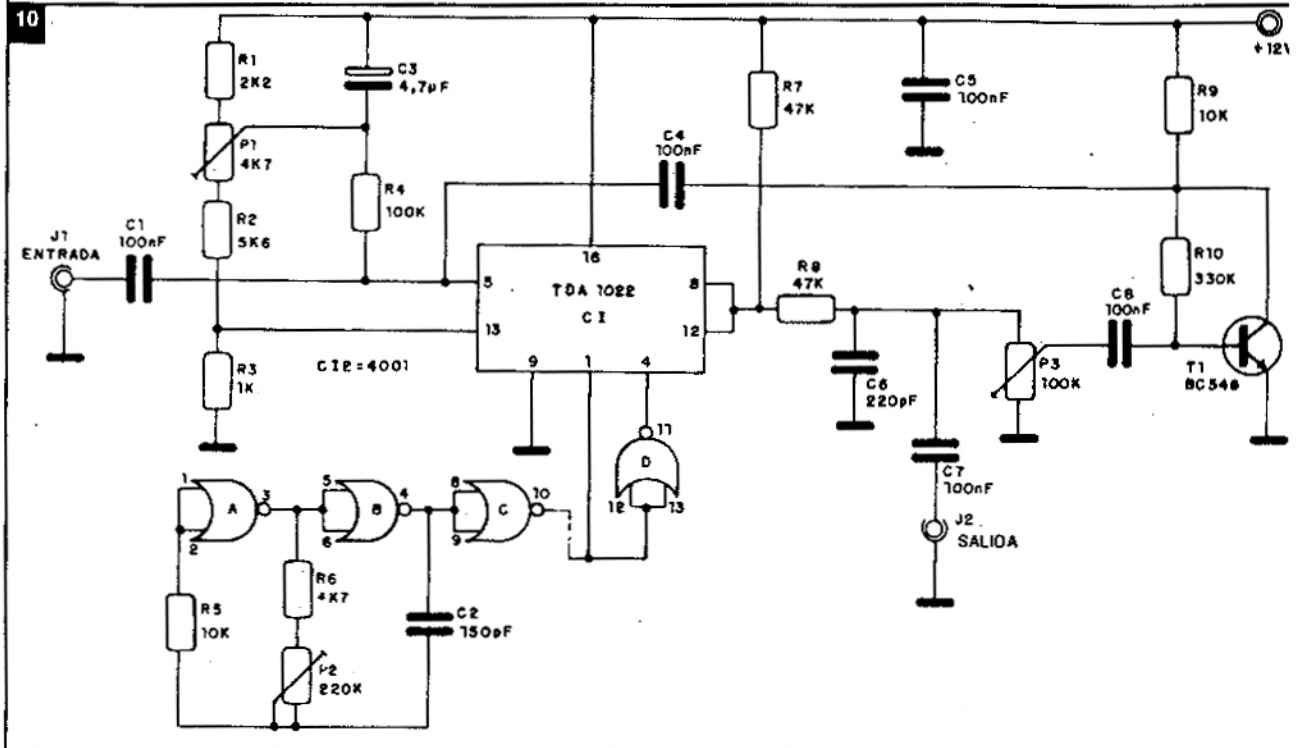
LISTA DE MATERIALES DEL AMPLIFICADOR - 1 CANAL

Q1 - BC547 - transistor NPN
Q2 - BC640 ó equivalente - transistor PNP
Q3 - BC547 - transistor NPN
Q4 - BD137 - transistor NPN de potencia
Q5 - ver texto
Q6 - ver texto
D1, D2 - 1N4148 - diodos de uso general
P1 - 1k - trimpot
R1 - 39k x 1/4W - resistor (naranja, blanco, naranja)
R2 - 82k x 1/4W - resistor (gris, rojo, naranja)
R3 - 150k x 1/4W - resistor (marrón, verde, amarillo)
R4 - 1k8 x 1/4W - resistor (marrón, gris, rojo)
R5 - ver tabla
R6 - 5k6 x 1/4W - resistor (verde, azul, rojo)
R7 - ver texto
R8 - 1k8 x 1/4W - resistor (marrón, gris, rojo)
R9 - 2k2 x 1/4W - resistor (rojo, rojo, rojo)
R10 - 120 ohm x 1/4W - resistor (marrón, rojo, marrón)
R11, R12 - 0,39 ó 0,47 ohm x 2W ó 5W - resistores de alambre
C1 - 4,7µF x 35V - capacitor electrolítico
C2 - 47pF - capacitor cerámico
C3 - 100nF - capacitor cerámico
C4 - 100µF x 35V - capacitor electrolítico
C5 - 2.200µF x 100V - capacitor electrolítico
C6 - 220nF - capacitor cerámico
Varios: placa de circuito impreso, disipadores de calor, cables de entrada y salida, material de fijación, etc.

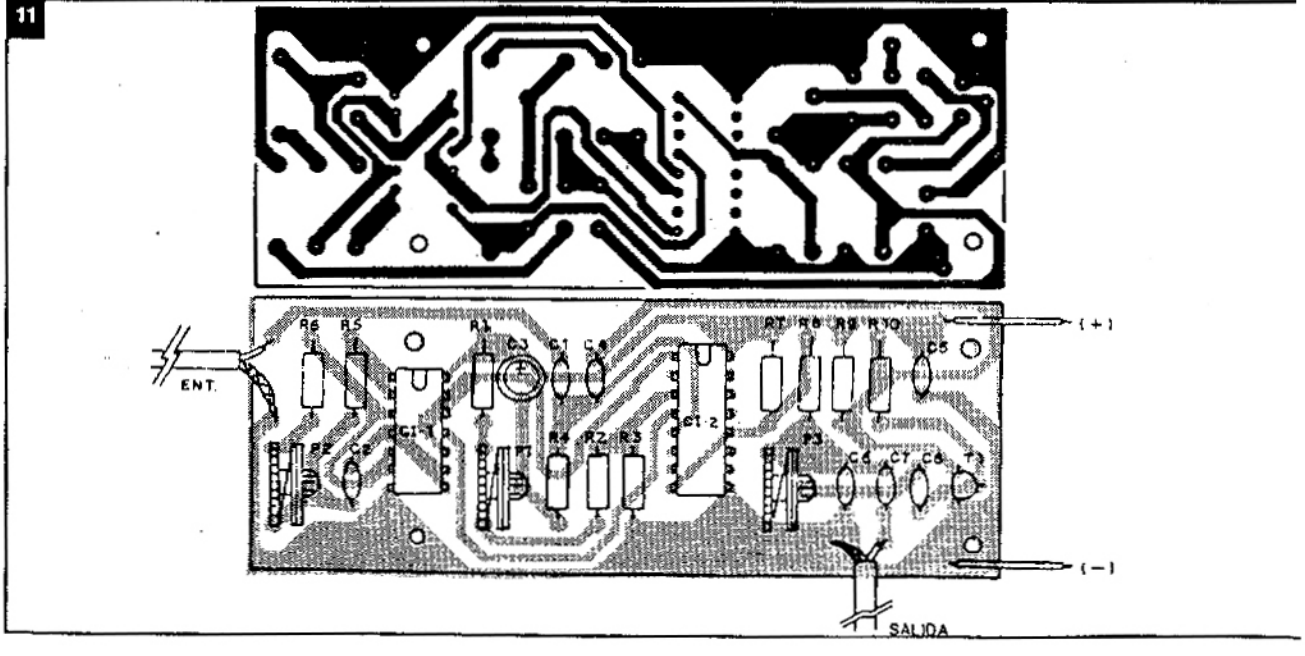
9

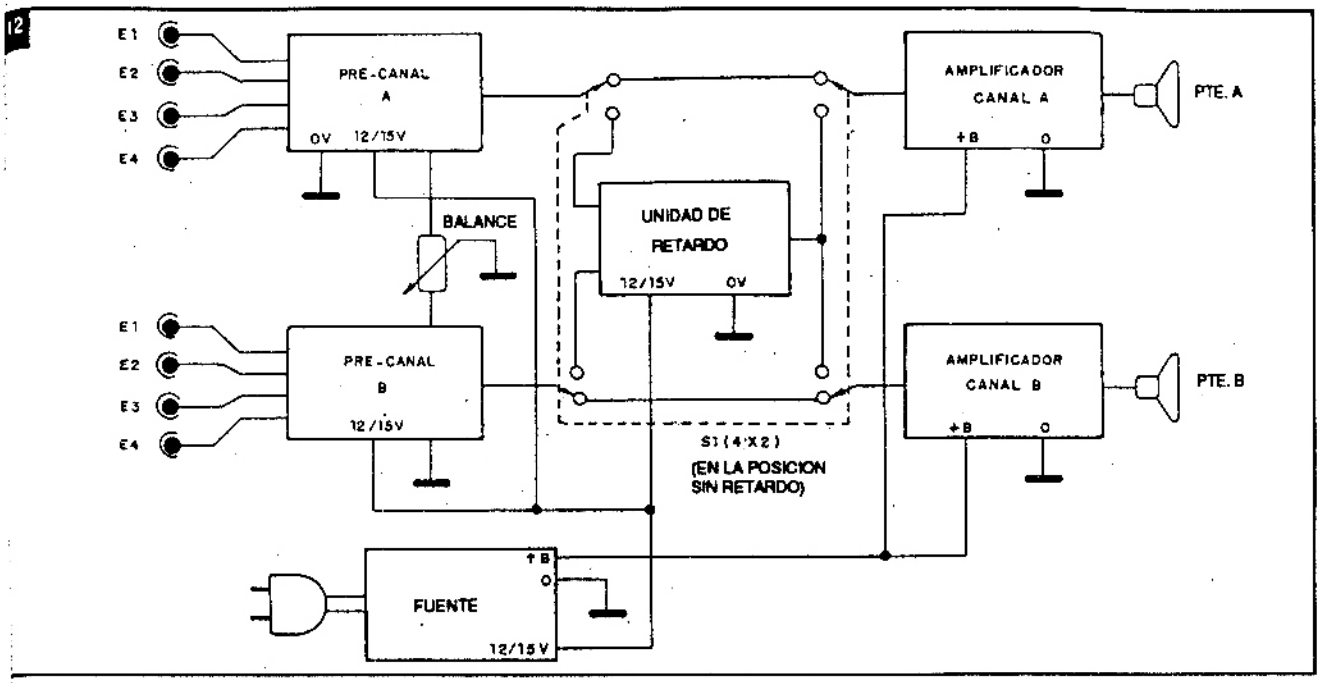

S1 - 1a SECCION
S1 - 2a SECCION
TOCA DISCOS
AUXILIAR
GRABADOR
SALIDA DE GRABACION
ENTRADAS

10


J1 ENTRADA
C1 100nF
R1 2K2
P1 4K7
R2 5K6
R3 1K
C3 4,7µF
R4 100K
C4 100nF
TDA 1022 CI
CI2 = 4001
R7 47K
C5 100nF
R9 10K
R10 330K
R8 47K
C6 220pF
C7 100nF
P3 100K
C8 100nF
T1 BC548
J2 SALIDA
R5 10K
R6 4K7
P2 220K
C2 150pF
+12V

11


ENT.
SALIDA
(+)
(−)



LISTA DE MATERIALES

DEL PREAMPLIFICADOR - 1 CANAL

Q1 -BC549 - transistor NPN de bajo ruido
Q2, Q3, Q4 - BC548 - transistores NPN de uso general
P1, P2, P3, P4 - potenciómetros dobles de 100k (P4 de balance no incluido en el diagrama)
S1 - llave de 4 polos x 4 posiciones
R1, R2 - 47k x 1/8W - resistores (amarillo, violeta, naranja)
R3, R8 - 1M x 1/8W - resistores (marrón, negro, verde)
R4, R7 - 470k x 1/8W - resistores (amarillo, violeta, amarillo)
R5, R6, R32 - 39k x 1/8W - resistores (naranja, blanco, naranja)
R9, R11, R21 - 1K5 x 1/8W - resistores (marrón, verde, rojo)
R10, R30 - 470 ohm x 1/8W - resistores (amarillo, violeta, marrón)
R12, R16 - 68k x 1/8W - resistores (azul, gris, naranja)
R13 - 150k x 1/8W - resistor (marrón, verde, amarillo)
R14 - 82K x 1/8W - resistor (gris, rojo, naranja)
R15 - 180k x 1/8W - resistor (marrón, gris, amarillo)
R17 - 2k2 x 1/8W - resistor (rojo, rojo, rojo)
R18, R26, R27 - 220k x 1/8W - resistores (rojo, rojo, amarillo)
R19, R24, R25, R29, R34, R35 - 10k x 1/8W - resistores (marrón, negro, naranja)
R20 - 1k2 x 1/8W - resistor (marrón, rojo, rojo)
R22 - 15k x 1/8W - resistor (marrón, verde, naranja)
R23 - 820k x 1/8W - resistor (gris, rojo, amarillo)
R28, R39 - 4k7 x 1/8W - resistores (amarillo, violeta, rojo)
R31 - 330k x 1/8W - resistor (naranja, naranja, amarillo)
R33 - 33k x 1/8W - resistor (naranja, naranja, naranja)
R36 - 6k8 x 1/8W - resistor (azul, gris, rojo)
R37 - 560 ohm x 1/8W - resistor (verde, azul, marrón)
R38 - 270 ohm x 1/8W - resistor (rojo, violeta, marrón)
R40 - 470k x 1/8W - resistor (amarillo, violeta, amarillo)
C1 - 220 pF - cerámico
C2 - 1µF x 16V - capacitor electrolítico
C3, C6, C7, C11, C14, C21 - 47µF x 16V - capacitores electrolíticos
C4 - 1nF - cerámico
C5 - 3n9 - cerámico
C8, C12, C15, C20 - 10µF x 16V - capacitores electrolíticos
C9 - 100nF - cerámico o poliéster
C13 - 1n8 - C10 - 150pF - cerámicos
C16, C17 - 33nF - cerámicos o poliéster
C18, C19 - 2,2nF - cerámicos o poliéster
Varios: placa de circuito impreso, cables de entrada y salida, botones para los potenciómetros y llaves, fijadores, etc.

UNIDAD DE RETARDO (CANAL UNICO)

CI-1 TDA1022 - circuito integrado
CI-2 - 4001 - circuito integrado
Q1 - BC548 - transistor de uso general
P1 - 4k7 - trimpot
P2 - 220k - trimpot
P3 - 100k - trimpot o potenciómetro
R1 - 2k2 x 1/8W - resistor (rojo, rojo, rojo)
R2 - 5k6 x 1/8W - resistor (verde, azul, rojo)
R3 - 1k x 1/8W - resistor (marrón, negro, rojo)
R4 - 100k x 1/8W - resistor (marrón, negro, amarillo)
R5, R9 - 10k x 1/8W - resistor (marrón, negro, naranja)
R6 - 4k7 x 1/8W - resistor (amarillo, violeta, rojo)
R7, R8 - 47k x 1/8W - resistores (amarillo, violeta, naranja)
R10 - 220k x 1/8W - resistores (rojo, rojo, amarillo)
C1, C4, C5, C7, C8 - 100nF - cerámicos
C2 - 150 pF - cerámico
C3 - 4,7µF x 16V - electrolítico
C6 - 220pF - cerámico

BLU

Primera Parte

Una señal de Amplitud Modulada se compone de una señal portadora y dos bandas laterales a los costados de la misma que contienen la información objeto de la transmisión. Este sistema tiene un rendimiento demasiado bajo que en potencia no puede superar el 17%, y además requiere de un ancho de banda de información de por lo menos igual al doble de la frecuencia máxima que tendrá la información. Este fundamento, es más que válido para presentar otro sistema de transmisión: "BLU".

Por Luis H. Rodríguez

El concepto de transmisión y recepción en banda lateral única (BLU) no es nuevo en electrónica, sin embargo su desarrollo tiene sólo algunas décadas y se vió motivado precisamente en tratar de aumentar el rendimiento del sistema y disminuir el ancho de banda de transmisión.

Consideraciones sobre Banda Lateral Unica

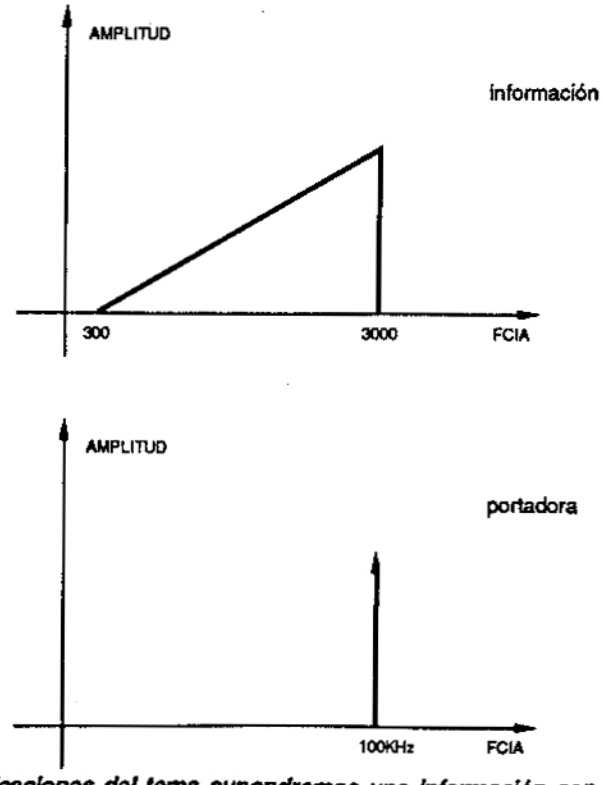
La transmisión en BLU es un sistema de transferencia de energía en el que se ha suprimido la portadora y una de las bandas laterales, transmitiendo solamente la banda restante que contiene totalmente la información.

Las señales de AM que se emplean para la radiodifusión comercial requieren una banda pasante (ancho de banda - BLU) de 10kHz ya que la frecuencia máxima de la información es de 5KHz en ondas medias y para otros servicios, como por ejemplo policía o telefonía, el ancho de banda requerido es algo superior a los 6kHz ya que la información se limita a algo más de 3kHz.

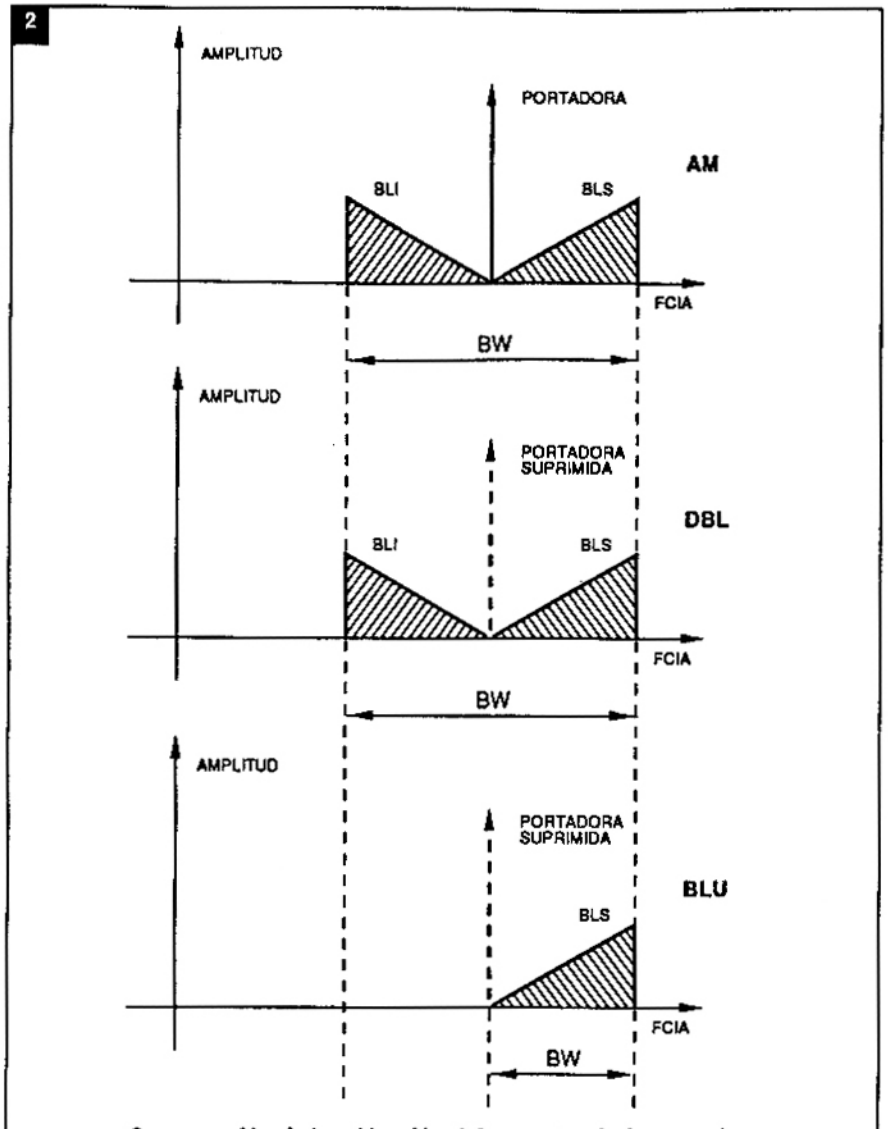
En un sistema de AM las bandas laterales son realmente "espejos" una de otra y cualquiera de ellas puede elegirse para recuperar la información que contienen. De esta manera, si transmitimos una sola banda lateral, el sistema requerirá de un ancho de banda igual al de la información, ya no el doble, con lo cual se consigue una conservación del espectro de frecuencias.

La principal causa que había demorado la aplicación del sistema de BLU es la

1



Para las explicaciones del tema supondremos una información con componentes de frecuencia entre 300 y 3.000Hz y una portadora de 100kHz.



Comparación de la utilización del espectro de frecuencias por la MA, DBL, y BLU.

complejidad del sistema necesario para la transmisión y recepción de la señal que encarecerían notablemente tanto a los transmisores como a los receptores. Con el avance de la tecnología se fueron empleando circuitos que facilitaron la tarea a tal punto de realizar en la actualidad comunicaciones punto a punto con este sistema.

Supongamos entonces querer modular una señal que tiene componentes de frecuencia en toda la banda de audio a partir de 300Hz con amplitudes crecientes linealmente en la medida que aumenta la frecuencia sobre una portadora de 100kHz (limitemos la información en 3kHz como se muestra en la figura 1).

El ancho de banda total del sistema de AM será entonces de 6kHz y el rendimiento en potencia será inferior al 17%. Si queremos incrementar el rendimiento podemos eliminar la portadora ya que no contiene información y así sólo transmitiríamos las bandas laterales en un sistema que se denomina Doble Banda Lateral con portadora Suprimida (DBL). Pero si además queremos disminuir el ancho de banda, debemos transmitir en BLU teniendo así la posibilidad de transmitir el doble de los canales que se podrían transmitir con los sistemas convencionales de modulación en amplitud (figura 2).

En teoría entonces, el rendimiento de un sistema de BLU es bastante superior que otro de AM ya que en el segundo, para transmitir aproximadamente 17 watt de información (contenida en una banda lateral), es necesario generar 100 watt mientras que el transmitir sólo una Banda Lateral necesitará apenas generar los watt correspondientes a esa banda.

La relación señal-ruido también mejora en el caso de BLU por el hecho de tener un menor ancho de banda (espectro del ruido limitado) y mayor rendimiento.

En realidad, en cuanto a propagación de la onda se refiere, en principio ningún sistema posee ventajas sobre el otro, pero al presentarse condiciones atmosféricas pobres, en la señal de AM surgen desvanecimientos sin que se produzcan alteraciones en la señal de BLU. Esto se debe a que la señal de AM puede ser anulada en el lugar de recepción por existir desfasajes entre la portadora y los componentes de las bandas laterales ya que en la transmisión hay trayectorias múltiples que pueden anularse entre sí o causar la denominada "distorsión armónica" o "distorsión por intermodulación" (figura 3).

Como en la señal de BLU sólo hay una componente -la banda lateral- sólo puede haber atenuación parcial de la señal sin provocar distorsiones por diferencia de fase entre componentes (bandas laterales y portadora) y en la demodulación no se generará distorsión armónica o por intermodulación.

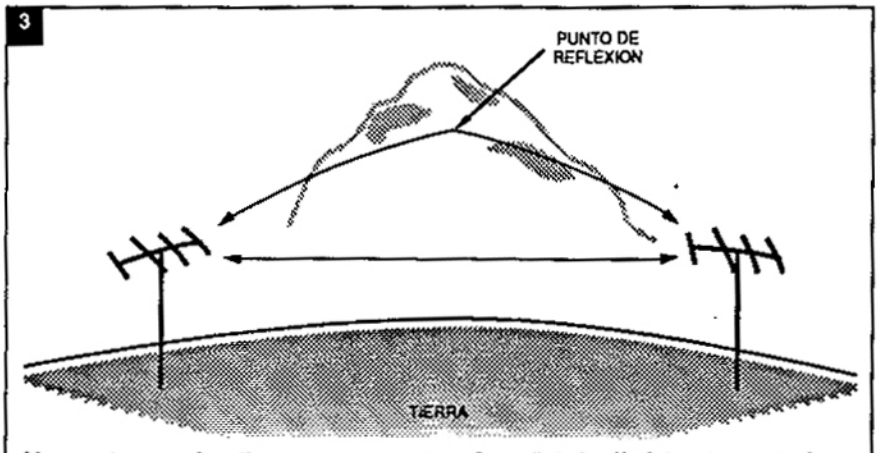
En BLU sólo puede producirse lo que se denomina "distorsión de amplitud" en función de la frecuencia que puede provocar una merma en la fidelidad de la recepción sin afectar demasiado la inteligibilidad de la información.

La señal de BLU

¿Qué es lo que se transmite realmente en una señal de BLU?

Se debe acordar que en el proceso de modulación de amplitud de una portadora de RF con una señal de frecuencia más baja, tiene lugar una acción de heterodinaje

3



Al receptor pueden llegar componentes de señal de distintas trayectorias y hacer que las portadoras se sumen parcialmente y las bandas laterales se resten entre sí. Esto provocará distorsión.

que determina la generación de frecuencias adicionales además de la portadora y la modulante. Si la información es un tono único como señal de modulación, se generan dos frecuencias adicionales llamadas frecuencia lateral superior que es la suma por batido de las otras dos ondas y la otra es la frecuencia lateral inferior que es la diferencia entre ambas. En el ejemplo de la figura 4 se supone que la información es un tono de 2kHz y la portadora tiene una frecuencia de 100kHz.

De la suma vectorial de las tres componentes de la señal de AM surge una onda de amplitud variable y frecuencia igual a la de la portadora. Si en lugar de un tono único, se emplea toda una banda de frecuencias comprendida entre 300Hz y 3.400Hz que modularán a la portadora, se obtendrán "bandas laterales" a los costados de la portadora. Estas bandas laterales ocupan sus posiciones respectivas en el espectro por encima y por debajo de la portadora por lo cual la señal de AM, será la suma punto a punto de la portadora con todas las frecuencias de las bandas laterales. Recuerde: "La portadora en sí misma no contiene nada de información, toda la inteligencia se halla contenida en las bandas laterales".

Si en el ejemplo dado no transmitiéramos la portadora, sólo se tendría la suma de las bandas laterales (dos componentes) y gráficamente se vería una señal como la de la figura 5.

Ahora bien, esta señal es de m
dimiento que la de AM por el hec
transmitir la portadora que no
información pero sigue necesit
ancho de banda de transmisión
doble de la máxima frecuencia de
mación a transmitir, además sig
bastante vulnerable al ruido im
por estar formado por dos com
(BLI y BLS). Sigue existiendo d
por intermodulación cuando ha
ción por caminos múltiples de la

En el sistema de Banda Later
luego de la supresión de la port
atenúa una banda lateral de
transmitir solamente la band
restante. Si por ejemplo la portad
100kHz y se transmite un tono de
amplitud Am como información
con banda lateral superior, ent
emitirá una señal de 101kHz (fm
amplitud Am/2 ya que ahora no
presentes ni la portadora ni la ba
ral inferior. Esta se grafica en la f

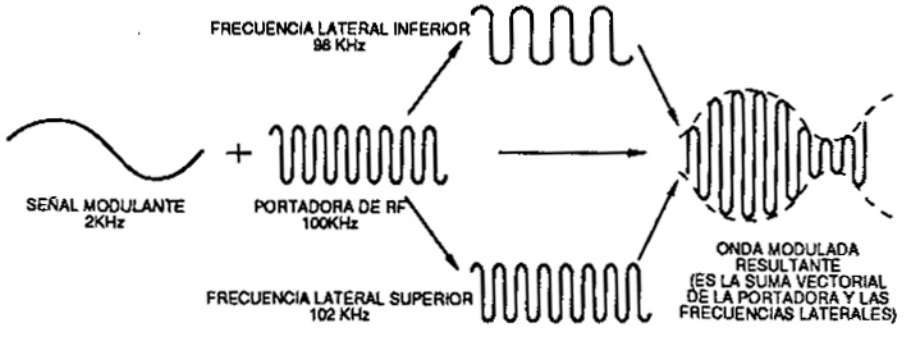
Si en lugar de un tono senoid
vía un espectro de señales desde
3000Hz como información, la BL
rá una señal de frecuencia fija y a
constante, la amplitud variará
de la información y la frecuen
bién pero desplazada a un costa
portadora (figura 7)

$$DBL = Am\ Sen\ Wpt \times Sen\ Wmt$$

$$o\ DBL = \frac{Am}{2}\cos(Wp-Wm)t - \frac{Am}{2}\cos(Wp+Wm)t$$

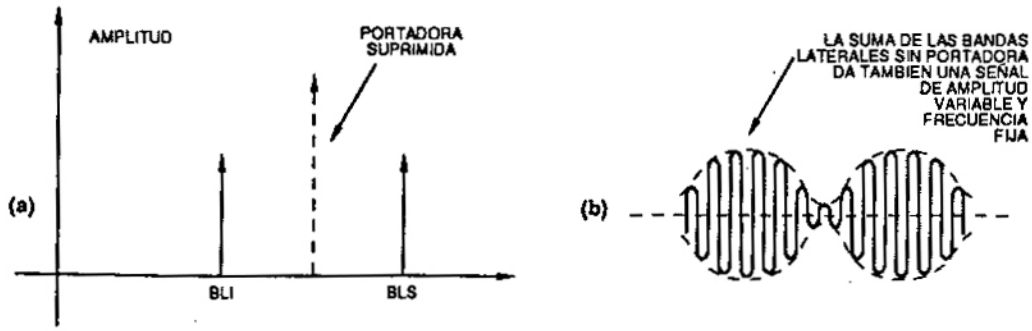
Expresión matemática de la señal de doble banda lateral.

4



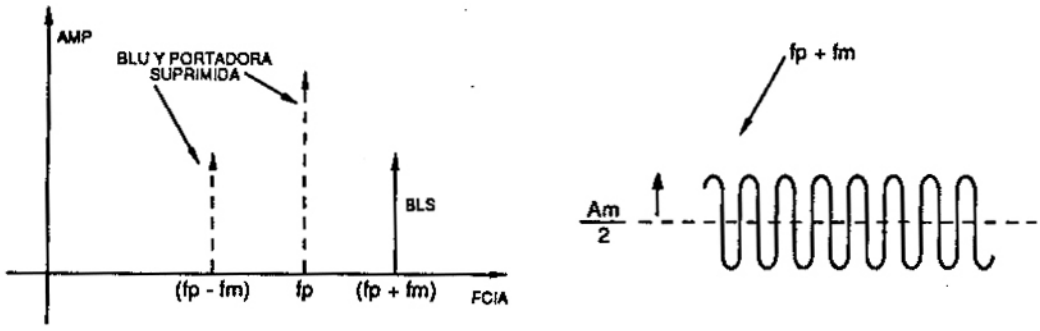
Frecuencias Laterales y forma de onda generada en el proceso de modulación en amplitud de una portadora con una informa

5



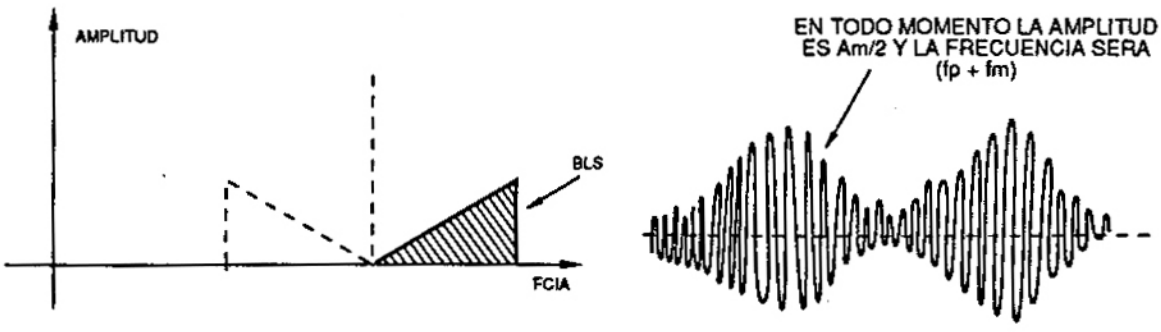
Señales en DBL (a) Diagrama espectral (b) Señal en el tiempo

6



Si se transmite un tono en BLU la señal será de frecuencia y amplitud constante.

7



En un sistema de BLU, la señal sigue las variaciones de la información tanto en amplitud como en frecuencia.

Note que ahora todo lo que se transmite posee inteligencia (información) y además el ancho de banda se ha reducido a la mitad por lo cual, en el mismo ancho de banda se puede transmitir el doble de canales que en el caso de AM o DBL.

En el próximo artículo veremos la expresión matemática de la señal de BLU explicando además cómo se obtiene circuitalmente esta señal para poder irradiarla. ✪

CURSO BASICO DE TELEVISION

Lección 4

Ya hablamos un poco sobre antenas de TV en la lección anterior, pero no vimos todo. En verdad, si nos pusiéramos a hablar sobre el tema de las antenas no alcanzarían todas las lecciones del curso. Además, explicaremos las conexiones de los cables de bajada, último eslabón para la recepción de señales de TV.

Antenas para varios canales

Como vimos, la ganancia de una antena en determinada frecuencia depende de las dimensiones y de la posición de sus elementos. Una antena, en lo relacionado a los elementos, sólo tiene máxima ganancia en una frecuencia, captando mejor solamente un canal.

Sin embargo, sabemos que en la mayoría de las localidades existen diversos canales, y que sería muy caro tener que instalar una antena para cada uno.

Existen así antenas que pueden recibir razonablemente bien diversos canales y que, por lo tanto, se prestan para resolver los problemas que ocurren en estas situaciones.

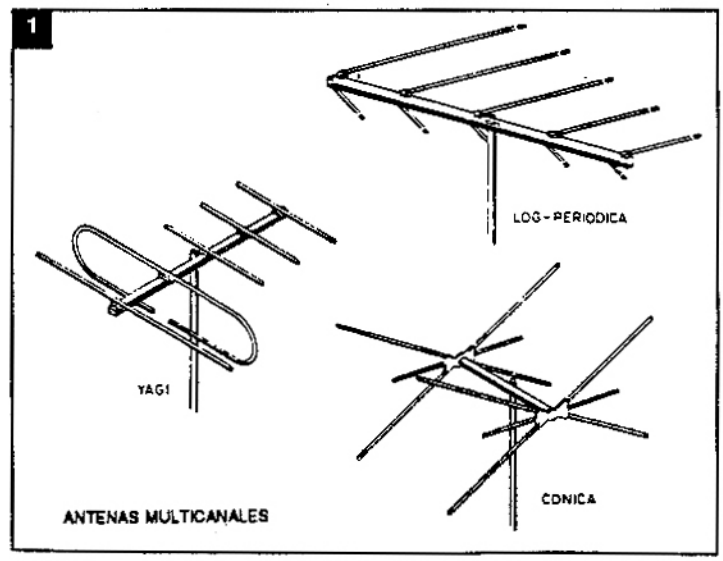
Estas antenas reúnen varios elementos, y se las denomina "antenas multicanales".

Algunas de estas antenas, sin embargo, también tienen características de respuesta tales que reciben i jor solamente una banda estrecha de frecu clas, por lo que será conveniente separar canales altos de los canales bajos.

Así, denominamos canales bajos a los van del 2 al 6 y canales altos a los que van c al 13 (vea las frecuencias en las lecciones a riores).

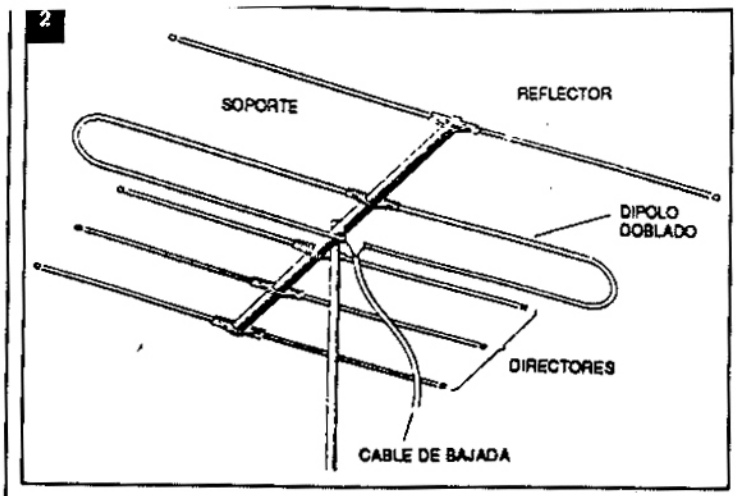
Puede ser entonces que en condicione recepción difícil sea preciso usar antenas se radas para los dos grupos de canales.

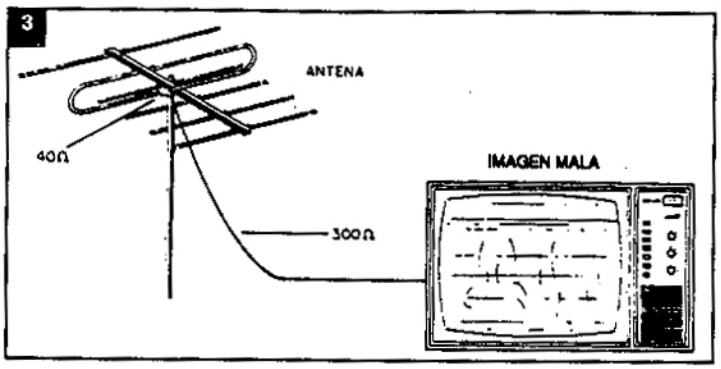
Analizaremos las características de algu antenas más comunes de uso práctico.



a) Antena Yagi

La base d ta antena e dipolo dobl que es el mento activ la antena y puede ser d mensiones q permitan t captar los c les bajos c captar los c les altos, o canales esp cos.





Por tratarse del dipolo se coloca un elemento reflector con largo de aproximadamente 5% más que el dipolo y separación correspondiente para 1/4 del largo de onda para el cual la antena es proyectada.

En la parte delantera se colocan los elementos directores. Estos elementos pueden variar de número llegando a más de 10. La presencia de los directores aumenta la direccionalidad y también la ganancia en determinada dirección, o sea, la sensibilidad de la antena.

Mientras tanto, estos directores también son responsables por alteración en la impedancia de la antena que debe ser compensada por un proyecto cuidadoso que tenga en cuenta su separación.

Así, a veces, aunque una antena tenga menos elementos que otra de otro fabricante, puede tener mayor ganancia en vista de que es resultado de un proyecto más cuidadosos que tenga en cuenta estos factores.

Vea el lector que todas las antenas deben poseer una impedancia de acuerdo con el cable usado en el acoplamiento al televisor y su entrada, normalmente de 300 ohm (aunque hoy se fabrican de 75 ohm). Si la antena presenta impedancia diferente no consigue transferir la señal captada para la línea y el rendimiento del sistema se ve afectado con una mala recepción.

Este tipo de antena por su banda estrecha de frecuencias sólo debe ser usada en lugares de recepción relativamente fácil de modo que podemos usar una para los canales bajos y otra para los altos, o bien para un canal específico.

b) Antena Cónica

Por el formato de esta antena, se la suele llamar también "pata de gallina" siendo una de las más populares en vista de su bajo costo y del hecho de que es una antena para "toda la banda", o sea, para captar todos los canales.

Está claro que, cuando se amplía la banda de recepción de una antena se reduce su rendimiento general, a no ser que esto sea compensado por un proyecto que lleva mayor número de elementos en disposición especial.

Como podemos observar por la figura, tenemos en la parte delantera de la antena 3 juegos de varillas que forman el elemento activo o dipolo, siendo cada par de varillas cortado para una banda de frecuencias.

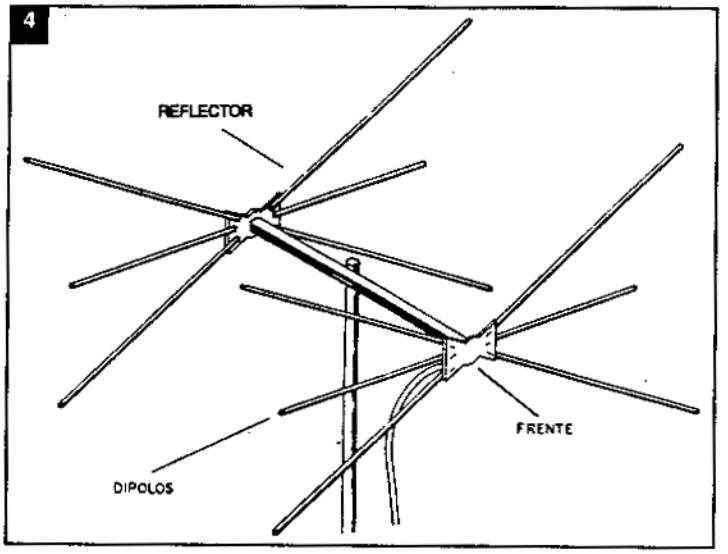
En la parte posterior tenemos un segundo conjunto de tres pares de varillas que funcionan como reflector. Estas varillas son directamente fijadas en el soporte de la antena no siendo necesaria una aislación.

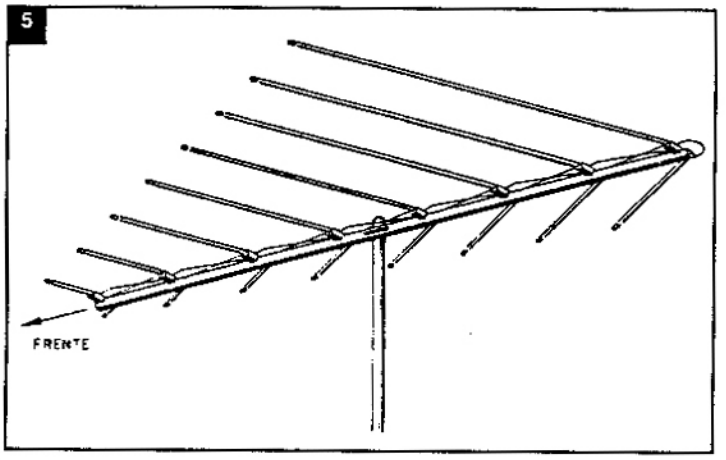
Cuando las estaciones están relativamente cercanas no habiendo necesidad de ganancia elevada, esta antena proporciona una cobertura total de la banda del 2 al 13.

c) Antena Log-periódica

Esta antena, por su forma, suele recibir también el nombre de "espina de pez".

De hecho, se usan conjuntos de varillas interconectadas de modo cruzado, cada cual con un largo determinado y separación también en





función de la frecuencia de cada canal que debe ser recibido.

Se trata de una antena multicanal pudiendo tener elementos en número variable, conforme la ganancia.

El funcionamiento de esta antena puede ser explicado fácilmente. Cuando queremos recibir un determinado canal, solamente la varilla cuyo largo le corresponde pasa a responder a sus señales como elemento activo. Las varillas que quedan en su parte delantera tienen largo menor y por lo tanto, funcionan como directores, mientras que el par inmediatamente posterior por tener largo mayor funciona como un reflector.

Una antena de este tipo puede recibir todos los canales en distancias considerables, siendo por eso popular en las localidades con muchas estaciones.

Cuestionario I

Pregunta 1

¿Cuántos directores usa una ‹ na Yagi?

a) 2.
b) 4.
c) 10.
d) Depende de la ganc deseada.

Respuesta

El número de directores, corr mos, influye tanto en la gananci mo en la direccionalidad. Este n ro puede variar según el fabric llegando incluso a más de 10. Cu mayor sea el número de estos mentos, mayor será la direccic dad y mayor la ganancia, pero hubiera compensación, menor se impedancia. Una antena de ca mala con muchos elementos p no tener la ganancia esperadc falta de compensación. Entonc respuesta d es la correcta.

Pregunta 2

La antena cónica también se nomina:

a) Dipolo doblado.
b) "Pata de gallina".
c) "Espina de pez".
d) Yagi.

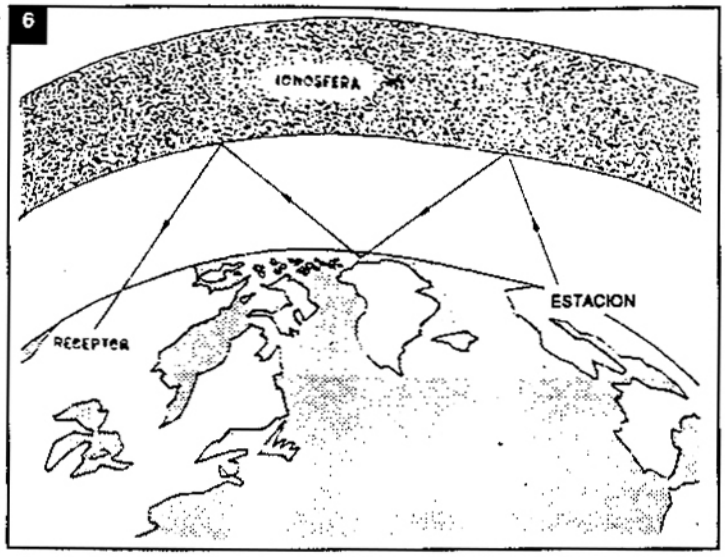
Respuesta

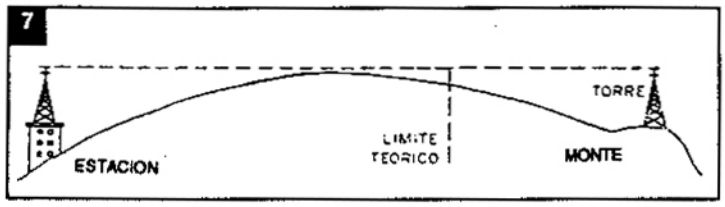
Esta es la antena más popular y por su fc to se la denomina "pata de gallina". La le es la respuesta correcta.

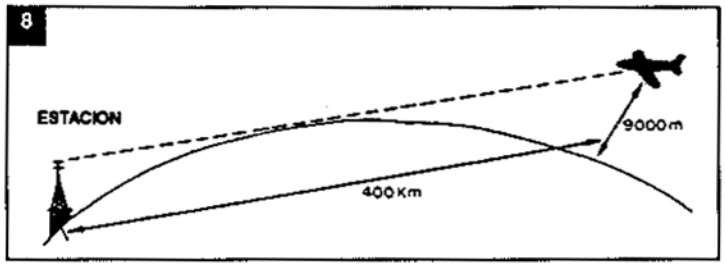
TV por satélite

Antes de seguir analizando el aparato d levisión en sí, veremos una posibilidad inter te que ya se vuelve realidad, y que es la t sión por satélite.

Como ya estudiamos, alrededor de la ' existe una capa en la alta atmósfera carg







de electricidad que es responsable por la reflexión de las ondas de radio de determinadas frecuencias.

Estas frecuencias que se reflejan en esta capa denominada ionósfera pueden, por reflexiones sucesivas también en la superficie de la Tierra, alcanzar grandes distancias. Es por este motivo que, durante la noche, cuando las capas en cuestión manifiestan más intensamente sus propiedades, el lector consigue en su radio de ondas cortas oír estaciones de otros países, y hasta incluso de otros continentes distantes millares de kilómetros.

Ahora bien, por encima de los 30MHz las ondas de radio, salvo en condiciones muy especiales y no frecuentes, no consiguen reflejarse en la ionósfera o alcanzar puntos que estén más allá de la línea del horizonte visible.

Como, sabemos el canal más bajo de TV está en 54MHz lo que demuestra que, desgraciadamente, las ondas de TV no pueden ir más lejos que lo que permite el alcance visual.

Por supuesto que si elevamos la antena receptora por encima del horizonte conseguimos ir cada vez más lejos, pero existe un límite de altura al que podemos llegar con una torre, un edificio o incluso aprovechando una montaña.

Los aviones, que usan sistemas de comunicaciones en la banda de VHF (alrededor 120MHz) y que, por lo tanto, están cercanos a las bandas de TV, no tienen el mismo problema, pues pueden subir a alturas que no son alcanzadas por una torre. Para que el lector tenga una idea, un avión que esté en una altura de 9.000 metros puede comunicarse con una torre a una distancia de hasta más de 400 kilómetros.

¿Cómo hacer entonces para recibir las señales de televisión de lugares distantes? El lector sabe que se hacen sin problemas transmisiones de otros continentes. ¿Cómo?

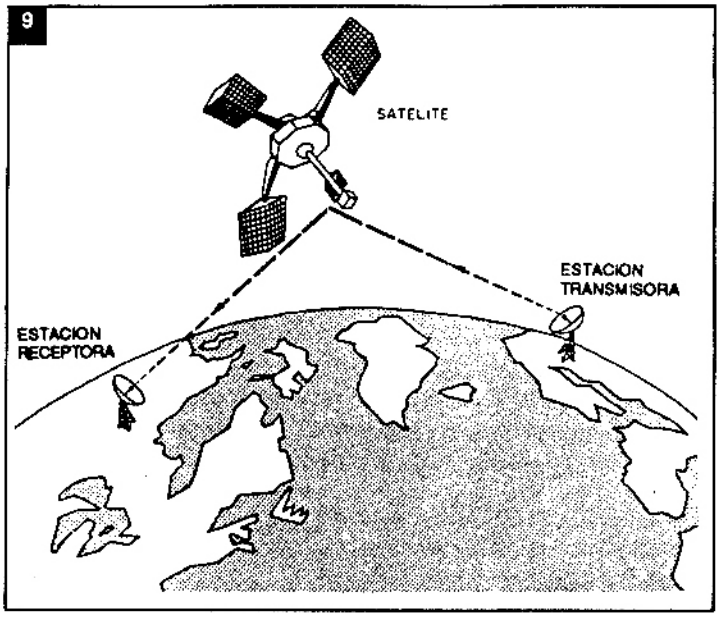
La solución empleada actualmente consiste en colocar en órbita alrededor de la Tierra un satélite que pueda funcionar como un "reflector" para las señales de determinadas frecuencias que transportan las imágenes de TV.

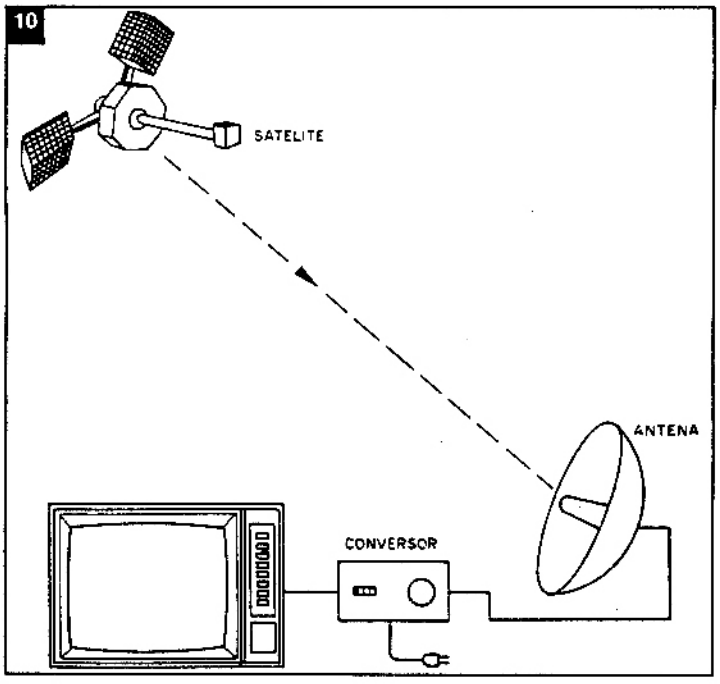
Evidentemente, estas frecuencias no son las mismas usadas en el televisor, sino mucho más altas, por lo que no podemos recibir las señales directamente, por lo menos en estos casos.

Así, cuando queremos transmitir un programa de Europa, por ejemplo, la señal es enviada de una estación terrestre hacia el satélite, que la envía de vuelta en dirección de nuestro país donde es captada por antenas especiales. (La frecuencia que se recibe no es la misma que se transmite: existe una transposición por motivos diversos).

Aquí, las señales captadas son llevadas por vías normales hasta las emisoras donde son irradiadas en la frecuencia que su televisor puede captar.

Esto significa que podemos "ver" los progra-





mas del exterior sólo cuando la conexión con el satélite y las estaciones de tierra está hecha y no cuando queremos.

Mientras tanto, ya existe la posibilidad de tener "independencia" del sistema de tierra con la recepción directa de un satélite que todo el tiempo transmite las estaciones de determinados países del mundo.

Así, en los Estados Unidos, ya se puede pensar en tener en casa un receptor de TV vía satélite para quien quiera tener a su cance la programación de Europa

Este sistema hace uso de un c versor y de una antena especial. mismo modo que debemos tener u antena especial y un converso queremos captar los canales de L en breve también tendremos el c versor de TV mundial que nos pern rá ver "directo" las transmisiones Europa, EE.UU., y cualquier parte mundo.

Una característica importante c debe ser observada en el satélite que el mismo no debe cambiar posición en el espacio en relaciór nosotros. Esto se consigue con su c locación en órbita a una distancia 36.000 kilómetros de la Tierra.

Esta órbita se denomina geoes cionaria, y en ella el período de re lución del satélite alrededor de la T rra corresponde al período rotación de la Tierra, lo que signifi que ambos giran sincronizados. El télite se mantiene entonces sobre mismo punto de la Tierra.

En el caso del que se está plar ando para la TV mundial EE.UU.-Eu pa, su órbita es tal que el mismo qu da sobre el océano Atlántico, cor muestra la figura 10.

Mientras tanto, de nada sirve lector intentar girar sus antenas hac arriba, pues las señales de la TV mu dial todavía no pueden ser captac aquí por nosotros con circuitos sl ples. En breve, las antenas y los cc versores estarán a disposición de dos.

Cuestionario II

Pregunta 1

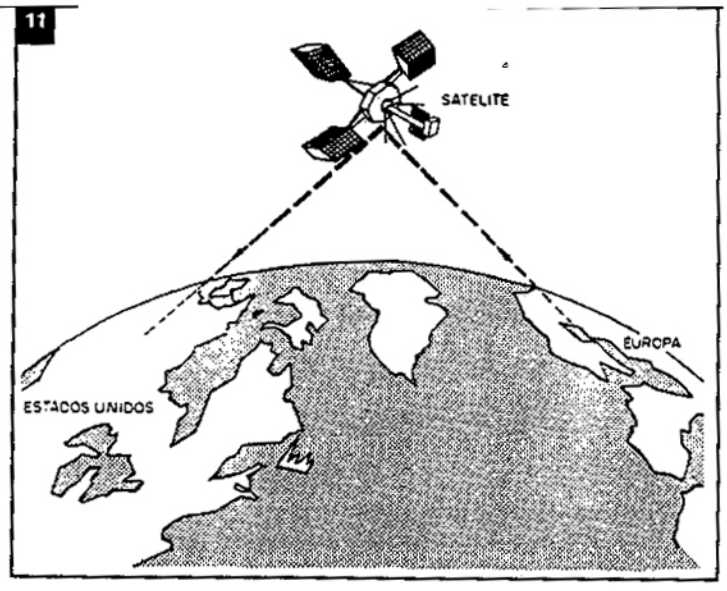
La capa alrededor de la Tierra que puede reflejar las ondas cortas de la radio es denomir da:

a) Estratósfera.
b) Ionósfera.
c) Capa geoestacionaria.
d) Biosfera.

Respuesta

La Ionósfera o capa Ionizada está formada por diversas partículas electrizadas que reflejan las ondas de radio de determinadas frecuencias. Estas capas pueden tener sus efectos atenuados o aumentados en determinadas horas del día por la acción de la radiación solar. Por este motivo, es de noche, cuando las capas sufren menos las influencias del sol, lo que permite que la mayoría de las estaciones de ondas cortas distantes pueden captarse con mayor facilidad. La respuesta correcta es la letra b.

11



Pregunta 2

¿Por qué no podemos captar directamente en nuestros televisores comunes las emisiones vía satélite?

a) Porque es necesario usar una antena especial.

b) Porque nuestros televisores no sintonizan las frecuencias en que se hacen las emisiones.

c) Porque nuestros televisores no tienen sensibilidad para recibir las señales directas de los satélites.

d) Todas las alternativas anteriores son correctas.

Respuesta

Todas las respuestas son correctas, pero existe una que reúne todas y que, por lo tanto, es la más correcta y que, justamente es la alternativa d. Los motivos pueden ser fácilmente encontrados en las explicaciones dadas.

Pero en este recorrido pueden ocurrir muchas cosas. Cómo hacer que la señal del televisor llegue sin problemas, qué tipo de cable usar, es el tema final de esta lección.

Para llevar la señal captada por la antena de TV hasta el aparato televisor no se puede usar cualquier cable. La antena presenta una característica eléctrica denominada impedancia y lo mismo ocurre con el televisor, y estas características deben ser adaptadas por el cable.

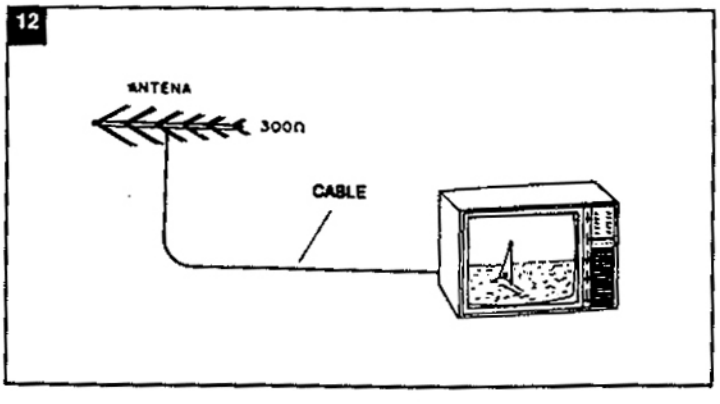
La antena de TV tiene una impedancia de 300 ohm, ocurriendo lo mismo con la entrada del televisor, lo que significa que esto debe ser previsto al elegir el cable que va a interconectar a los dos.

Si el cable no fuera apropiado y no uniera correctamente estos dos elementos, la señal no pasa de modo conveniente de uno hacia el otro, ocasionando diversos problemas como la

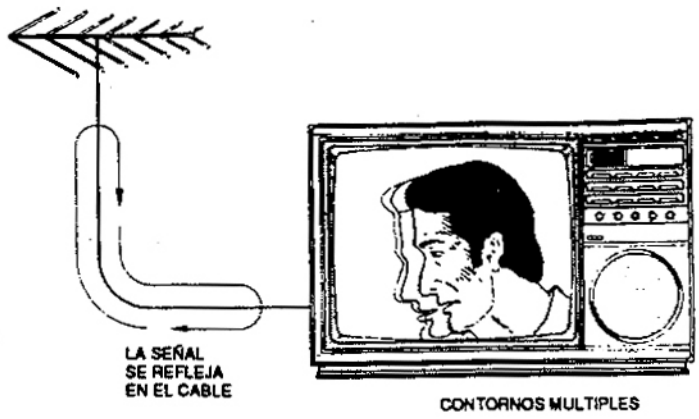
EL CABLE DE BAJADA

Nos falta este modesto elemento de unión para la recepción total de lo que hemos visto hasta ahora. De la antena, la señal captada va hasta el televisor, pasando por un cable como todos los lectores saben.

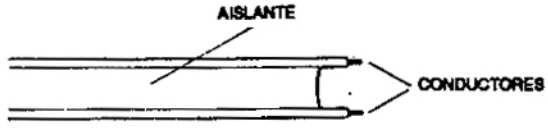
12



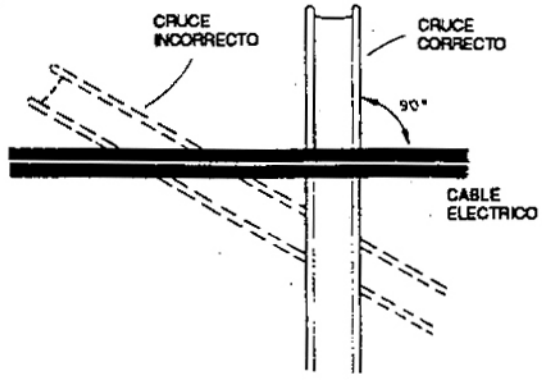
13



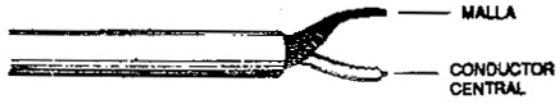
14



15



16



pérdida de rendimiento, o inc so la producción de "fant mas".

Estos "fantasmas" son imág nes dobles o múltiples que oc rren cuando la señal refleja el mismo cable, debido a la ta de adaptación de la imp dancia, como muestra la fig 13.

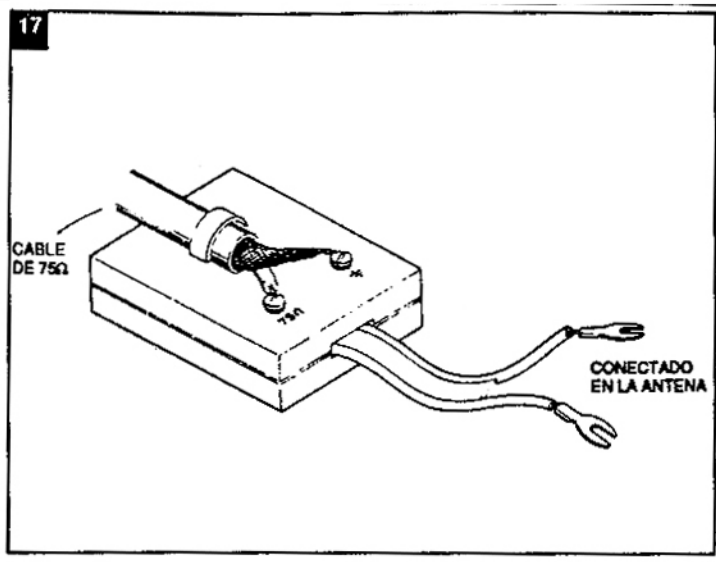
Recordamos que los fant mas también pueden ter otras causas además de és como por ejemplo la reflex en objetos de gran tamaño tuados en el recorrido de la ñal, desde la estación hasta antena.

El tipo de cable más usc en la conexión de la antena aparato receptor es la cinta 300 ohm, o cable paralelo 300 ohm, que está formado dos conductores de cobre parados a una distancia fija una cinta de material aislar La distancia de separación importante en este cable, p la misma es responsable po impedancia y, por lo tanto, la adaptación del cable cor antena y el televisor.

Los cables de este tipo p den usarse para conecta antena al televisor directam te, pero no en distancias n grandes. Si la distancia que para el televisor de la ante supera los 15 metros, por eje plo, pueden ocurrir diversos p blemas.

Uno de los mismos es que te cable no es blindado, lo c quiere decir que él también f ciona como una antena y p de perjudicar el desempeño una antena altamente direc nal, captando señales refle das que dan origen a fant mas. Además de eso, esta cl también puede captar señc indeseables de otras fuentes.

Cruzándose con un cable eléctrico en la instalación de su casa, o descendiendo por el mismo conducto de la instalación de un toma o interruptor, la misma puede captar ruidos que están presentes en la red eléctrica, como por ejemplo los provocados por motores eléctricos, llaves, reactancias de lámparas fluorescentes, etc.



Una precaución importante cuando se utiliza este tipo de conductor es hacer que el mismo quede bien lejos de cables eléctricos, y si estuvieran inevitablemente cruzados, que lo haga en ángulo recto (figura 15). Del mismo modo, nunca se debe usar el mismo caño en que desciende un cable de toma o interruptor para pasar también este cable.

La calidad del cable de antena también puede causar problemas. Un cable paralelo de 300 ohm de mala calidad, expuesto al sol y a la lluvia, se raja y las rajaduras acumulan humedad que altera sus características, y por lo tanto perjudica la recepción.

Otro tipo de cable que es usado en la conexión del televisor a la antena es el coaxial de 75 ohm que aparece en la figura 16.

Como ya dijimos, la impedancia de este cable es de 75 ohm, lo que significa que el mismo no se adapta directamente con el televisor. Por este motivo, su utilización implica la colocación adicional de un dispositivo junto a la antena denominado, "adaptador de impedancias", como muestra la figura 17.

El cable de 75 ohm presenta muchas ventajas en relación al de 300 ohm, principalmente cuando la distancia del televisor a la antena es grande.

Así, este cable no es sensible a la captación de interferencias, pues es completamente blindado, lo que significa que hasta puede ser pasado por el mismo conducto de un cable de toma o interruptor sin que ocurran problemas.

Cuestionario III

Pregunta 1

¿Qué determina básicamente la impedancia de una línea paralela de 300 ohm?

a) El largo.
b) El número de conductores.
c) El número entre los conductores.
d) El material usado en la cinta.

Respuesta

Como vimos, la impedancia de una línea paralela está determinada por la separación entre los cables, básicamente. En el caso del cable de 300 ohm, la separación está calculada para que la misma tenga igual impedancia que las antenas comunes. La respuesta de la letra c es la correcta.

Pregunta 2

Para que un cable de 75 ohm sea usado con una antena de 300 ohm, ¿qué debe conectarse entre ellos?

a) Un adaptador de impedancias.
b) Un conversor de UHF.
c) Un conversor de potencia.
d) Un amplificador de señales.

Respuesta

No hay dudas. El adaptador de impedancias, que puede ser adquirido junto con la antena o el cable y conectado entre los dos. La respuesta es la de la letra a. ✪

En la próxima lección:

EL SELECTOR DE CANALES